

RADA B
PRO KONSTRUKTÉRYČASOPIS
PRO ELEKTRONIKU
A AMATÉRSKÉ VYSÍLÁNÍ
ROČNÍK XXIX/1980 ČÍSLO 5

V TOMTO SEŠITĚ

Spolupráce Svazarm-ministerstvo školství 161

MĚŘICÍ PŘÍSTROJE

Měřič harmonického zkreslení	162
Konstrukce měřiče	162
Stavba, oživení a seřízení	166
Konečná montáž	167
Způsob měření	167

Měřič přechodového intermodulačního zkreslení 168

Měření teploty

Možnost číslicového měření teploty	170
Konkrétní možnosti zapojení diodových teploměrů	172
Přípravy k měření teploty k číslicovému voltmetru	173

Přenos analogového signálu optoelektrickým vazebním členem

Základní vlastnosti optoelektrických vazebních členů	175
Použití optoelektrických vazebních členů	176
Izolační zesilovač s jedním vazebním členem	177
Izolační obvod se dvěma vazebními členy	178
Modifikace základních zapojení	180
Stárnutí optoelektrických vazebních členů	180
Realizace izolačního zesilovače	181
Měření přenosových vlastností	182
Příklady zapojení	182

Měření kapacit

Měření varikapů	185
Návrh jednoduchého snímače charakteristik varikapů	188

Zajímavá a praktická zapojení

Multivibrátory řízené napětím	190
Krystalem řízený oscilátor	190
Děliče kmitočtu z hradel	191
Časový signál pro číslicové hodiny	191

AMATÉRSKÉ RADIO ŘADA B

Vydává ÚV Svazarmu ve vydavatelství NAŠE VOJSKO, Vladislavova 26, PSČ 113 66 Praha 1, telefon 26 06 51-7. Šéfredaktor ing. F. Smolík, redaktor L. Kalousek. Redakční rada: K. Bartoš, V. Brzák, RNDr. V. Brunnhofer, K. Donát, A. Glanc, I. Harminec, Z. Hradský, P. Horák, J. Hudec, ing. J. T. Hyan, ing. J. Jaroš, doc. ing. dr. M. Joachim, ing. J. Klábal, ing. E. Králík, RNDr. L. Kryška, PhDr. E. Křížek, ing. E. Moch, K. Novák, RNDr. L. Ondříš, ing. O. Petráček, ing. M. Smolka, doc. ing. J. Vackář, laureát st. ceny KG, ing. J. Zima. Redakce Jungmannova 24, PSČ 113 66 Praha 1, telefon 26 06 51-7, ing. Smolík linka 354, Kalousek linka 535, sekretářka linka 355. Ročně vyjde 6 čísel. Cena výtisku 5 Kčs, pololetní předplatné 15 Kčs. Rozšiřuje PNS, v jednotkách ozbrojených sil vydavatelství NAŠE VOJSKO, administrace Vladislavova 26, Praha 1. Objednávky přijímá každá pošta i doručovatel. Objednávky do zahraničí vyřizuje PNS, vývoz tisku, Jindřišská 14, Praha 1. Tiskne NAŠE VOJSKO, n. p. závod 08, 162 00 Praha 6-Liboc, Vlastina 710.

Za původnost a správnost příspěvku ručí autor. Návštěvy v redakci a telefonické dotazy pouze po 14. hodině.

Číslo indexu 46 044.

Toto číslo má vyjít podle plánu 17. září 1980

© Vydavatelství NAŠE VOJSKO, Praha

Spolupráce
Svazarm-ministerstvo školství

V prosinci 1977 byla uzavřena Dohoda o vzájemné spolupráci mezi Českým ústředním výborem Svazarmu a ministerstvem školství ČSR na léta 1977 až 1980 a stvrzena podpisy předsedy ČÚV Svazarmu generálmajora Miloslava Vrby a ministra školství ČSR doc. Milana Vondrušky. Připomeňme stručně hlavní body spolupráce, obsažené v dohodě, a budeme moci posoudit, jaké výsledky přinesla a jak je naplňována v naší odbornosti – v radioamatérství.

Ministerstvo školství ČSR se zavázalo, že bude prostřednictvím školských orgánů národních výborů, škol a výchovných zařízení na všech stupních řízení

klady k brannému výkonnostnímu a vrcholovému sportu.

Dohoda mezi Svazarmem a ministerstvem školství o vzájemné spolupráci je oboustranně a ve svém důsledku celospolečensky prospěšná. Pro Svazarm znamená rozšiřování své působnosti i členské základny, pro školství zlepšení výsledků v branné přípravě žáků, učňů a studentů. Členové našich radioklubů a kolektivních stanic ve věku do osmnácti let jsou prakticky všichni žáky škol a učilišť I. nebo II. cyklu. Svůj čas rozdělují mezi školu a svoji zájmovou činnost, v našem případě radioamatérství, a proto je důležitá vzájemná informovanost a spolupráce mezi pedagogy a svazarmovskými instruktory. Snad v každém radioklubu nebo kolektivní stanici, kde systematicky pracují mládež, je nábor prováděn po dohodě a ve spolupráci s některou školou nebo učilištěm. Zde vystupuje do popředí důležitost předmětu branná výchova, který by měl mládež o práci ve Svazarmu podrobně informovat, aby se mohla do radioklubu nebo kolektivní stanice přihlásit už na základě zcela konkrétní představy.

Celkově můžeme hodnotit, že úroveň branné výchovy žáků, učňů i studentů je u nás velmi dobrá, přesto však radioamatérství jako branná disciplína je zastoupeno zatím dosti skromně. Mimo to se stále ještě setkáváme s případy, kdy střední škola nebo učiliště odmítá svého žáka uvolňovat na branné radioamatérské soutěže bez ohledu na jeho výkonnost i stupeň soutěží, a to nikoliv z důvodů jeho prospěchu.

V přípravě branců je situace uspokojivá díky zřizování výcvikových středisek branců přímo při školách a výchovných zařízeních. Nejlepším dokladem o možnostech spolupráce mezi Svazarmem a školstvím je letošní úspěšná společná skladba na Československé spartakiádě 1980, v níž jenom na Strahovském stadionu vystoupilo více než šest tisíc cvičenců – žáků a učňů škol a učilišť II. cyklu, z nichž většina je současně i členy Svazarmu.

Méně uspokojivá je spolupráce škol a učilišť s těmi výcvikovými středisky branců, která jsou ustavena mimo školy a učiliště přímo v zařízeních Svazarmu; v některých případech dokonce vůbec neexistuje, ačkoli zákon o branné výchově z roku 1973 podnikům i školám přímo ukládá výsledky branců v předvojenské přípravě sledovat.

Výrazný rozvoj zaznamenala radioamatérská zájmová branná činnost v posledních letech na vysokých školách, především zásluhou kateder branné výchovy na fakultách tělesné výchovy a sportu, na pedagogických fakultách a zásluhou ZO Svazarmu na vysokých školách technického zaměření pod vlivem nově zřízených vysokoškolských rad Svazarmu. Radiový orientační běh, jeden z nejpobulárnějších radioamatérských sportů, se již na katedrách branné výchovy fakult tělesné výchovy a sportu „zabydlel“ a má mezi studenty i pedagogy celou řadu příznivců. Sportovci z FTVS se začínají prosazovat na vnitrostátních soutěžích i v českosloven-

1. v oblasti branné výchovy žáků, učňů a studentů

- objasňovat význam a poslání Svazarmu a seznamovat s jeho činností žáky, učně, studenty, pedagogické pracovníky i rodiče;
- vytvářet podmínky pro rozvoj spolupráce škol a výchovných zařízení s organizacemi a zařízeními Svazarmu a tam, kde je to možné, vytvářet podmínky pro činnost svazarmovských organizací přímo ve školách a výchovných zařízeních;

2. v oblasti přípravy branců a učňů škol a výchovných zařízení II. cyklu

- podporovat zřizování výcvikových středisek branců při školách a výchovných zařízeních II. cyklu a vytvářet prostorové, časové i materiální podmínky pro jejich řádný chod;
- uplatňovat vliv na docházku branců do výcvikového střediska a na dosahování dobrých výsledků v přípravě branců;

3. v oblasti zájmové branné činnosti

- ovlivňovat zájmové brannou činnost tak, aby podněcovala rozvoj technického myšlení žáků a přispívala m. j. i k jejich orientaci na vojenskou povolání;
- věnovat péči výchovnému vlivu jednotlivých branných akcí, branných soutěží a pravidelné činnosti zájmových branných kroužků a klubů ve školách a výchovných zařízeních II. cyklu;
- podporovat rozvoj svazarmovského výkonnostního a vrcholového sportu na vysokých školách.

ČÚV Svazarmu se zavázal, že bude prostřednictvím KV, OV a ZO Svazarmu

1. v oblasti kádrového a materiálně-technického zabezpečení branné přípravy ve školách a výchovných zařízeních

- poskytovat pomoc při organizování a průběhu náročných forem branného vyučování, popř. v kursech branné výchovy na vysokých školách;

2. v oblasti přípravy branců – žáků a učňů škol a výchovných zařízení II. cyklu

- organizovat, řídit a zabezpečovat ideovou a odbornou přípravu branců ve výcvikových střediscích na školách a výchovných zařízeních II. cyklu;
- připravovat svazarmovské funkcionáře a cvičitele z řad pedagogických pracovníků;

3. v oblasti zájmové branné činnosti

- poskytovat organizační a metodickou pomoc v přípravě branných her a soutěží;
- metodicky pomáhat zájmovým branným útvarům ve školách, učilištích, domech pionýrů a mládeže atd.;
- umožňovat exkurze školní mládeže do zařízení Svazarmu;
- podporovat rozvoj masové branné technické činnosti v ZO SSM a PO SSM;
- organizovat systematickou přípravu studentů vysokých škol, kteří projevují vyhraněné sportovní zájmy a mají předpo-

skem reprezentacním družstvu, pravidelně jsou pořádány v ČSR i SSR akademické přebory v rádiovém orientačním běhu a také do programu letních výcvikových táborů FTVS je rádiový orientační běh zařazován. Pro výkonnostní a vrcholový sport představuje zájem vysokoškolských studentů o rádiový orientační běh velký přínos. V rámci studentské vědecké odborné činnosti i svých diplomových prací řeší studenti problematiku tohoto sportu z dosud většinou opomíjených hledisek: psychologického, fyziologického aj.

Propagace Svazarmu a radioamatérských sportů ve spolupráci se školstvím však přináší

výsledky i na těch vysokých školách, kde bychom to vzhledem k jejich zaměření a do značné míry již vyhraněným zájmům studentů příliš neočekávali. Příjemným překvapením byla například účast dvou posluchačů pedagogické fakulty v Ústí nad Labem v letošním kursu YL, pořádaném ČÚRRA Svazarmu v Ústřední škole Svazarmu v Božkově. O radioamatérský sport se začaly zajímat až na fakultě díky učebnímu předmětu společensko-politická praxe a dnes již jsou držitelkami vlastního oprávnění k provozu radioamatérské vysílací stanice.

Při výčtu těch složek, které kladně ovlivňují rozšiřování zájmové branné činnosti na

vysokých školách nelze opomenout ani vojenské katedry vysokých škol, které spolupracují s vysokoškolskými ZO Svazarmu a ZO SSM při pořádání branných akcí a soutěží.

Celkovou prospěšnost vzájemné spolupráce mezi Svazarmem a školstvím jsme tedy naznačili. Dohoda o spolupráci bude nejvyššími orgány Svazarmu a ministerstva školství dále prodloužena na léta 1981 až 1984 a přáli bychom si, aby nadále přinášela stejné dobré výsledky.

ptm

Měřicí přístroje

RNDr. V. Brunnhofer, RNDr. L. Kryška, Jiří Zuska

Úvod

Spolu s prudkým rozvojem elektroniky se velmi rychle rozvíjejí i měřicí metody ve všech oblastech lidské činnosti. Prudký rozvoj měřicí techniky je podmíněn v zásadě dvěma činiteli: jednak rozvoj součástkové základny umožňuje snáze realizovat některé z měřicích metod nebo zdokonalovat jiné, jednak rozvoj některých odvětví a pronikání elektroniky do všech oblastí našeho života vyvolávají potřebu změnit (nebo vytvořit), popř. zjednodušit stávající měřicí metody. Tyto dva činitele se samozřejmě prolínají a obvykle působí více či méně oba najednou.

Jako příklad bychom mohli uvést např. digitalizaci různých měření; tento trend byl vyvolán rozvojem číslicových počítačů a snahou zjednodušit komunikaci s nimi, na druhé straně však byl umožněn rozvojem součástkové základny, která dovoluje konstruovat relativně jednoduchá měřicí zařízení s číslicovým výstupem. Dalším příkladem by mohlo být použití optoelektroniky v měřicí technice. Požadavek galvanicky oddělit měřicí čidla od vyhodnocovacího zařízení vyvstává v různých oborech, především však ve zdravotnictví. Při masové výrobě optoelektronických vazebních členů se objevila možnost řešit tento problém velmi jednoduše a levně, takže se optoelektronických členů využívá i v oblastech, v nichž potřeba galvanického oddělení není tak akutní, ale poskytuje určité výhody (např. v elektroakustice se snižuje riziko zemních smyček atd.).

V tomto čísle AR řady B je ukázáno několik příkladů nových řešení měřicích přístrojů, případně jednoduchých použití klasických měřicích metod s aplikací moderních součástek.

MĚŘICÍ HARMONICKÉHO ZKRESLENÍ

Stavba nízkofrekvenčních zesilovačů patří k nejobtížnějším činnostem amatérských elektroniků. O tom svědčí mimo jiné i skutečnost, že toto téma je velmi častým námětem návodů v Amatérském rádiu, podobný stav je i v zahraničních časopisech srovnatelného zaměření. Jedním ze sledovaných parametrů nízkofrekvenčních zesilovačů je zkreslení. Z toho logicky vyplývá i nutnost měřit zkreslení zesilovače, popř. seřizovat zesilovač podle údajů měřiče zkreslení. V amatér-

ské praxi se při zesilovači většinou seřizují pouze za současné kontroly výstupního signálu zesilovače osciloskopem. Tento stav je zřejmě do jisté míry důsledkem toho, že návod na stavbu amatérského zkreslení se již řadu let (snad až na jednu výjimku) na stránkách AR ani jiných československých časopisů neobjevil. Proto jsme se pokusili tuto mezeru alespoň částečně vyplnit předloženým zapojením měřiče harmonického zkreslení.

Použitý princip harmonického zkreslení si můžeme ukázat na blokovém schématu na obr. 1. Signál z nízkofrekvenčního generátoru G s kmitočtem f_0 se přivádí do měřeného objektu MO (nízkofrekvenční zesilovač) a z jeho výstupu do úzkopásmového filtru F, který je naladěn přesně na kmitočet f_0 . Signál o kmitočtu f_0 se filtrem zadrží, ale jeho případné vyšší harmonické složky o kmitočtu $2f_0, 3f_0, \dots$ atd. (které vznikly jako důsledek harmonického zkreslení měřeného zesilovače) mohou filtrem projít bez patrného zeslabení.

Po průchodu filtrem se vyšší harmonické složky signálu, vystupujícího z měřeného zesilovače, zavádějí do nízkofrekvenčního milivoltmetru MV, který je změří a na připojeném měřidle M ukáže jako velikost harmonického zkreslení.

Dále si probereme požadavky, kladené na jednotlivé části měřiče harmonického zkreslení.

Požadavky na generátor jsou patrné na první pohled. Jeho úkolem je poskytnout co „nejčistší“ sinusový signál požadovaného kmitočtu a nastavitelné amplitudy. Je samozřejmé, že zkreslení tohoto měřicího signálu musí být menší, než je nejmenší velikost zkreslení, kterou má být přístroj ještě schopen spolehlivě určit.

Základní sledovanou vlastností filtru je jeho útlum pro signál měřicího kmitočtu f_0 . Velikost útlumu signálu o f_0 (minimální) je stanovena zadáním dolní měřitelné hranice zkreslení, kromě toho však musíme respektovat požadavek zanedbatelného útlumu na kmitočtech $2f_0$ a $3f_0$ dalších harmonických násobcích f_0 , ležících ve sledovaném (akustickém) spektru.

Kromě toho ještě nesmí filtr při zpracování zanášet sám do signálu zkreslení, protože to by pochopitelně vedlo k chybám v údajích celého měřiče.

Požadavky na milivoltmetr opět vyplývají přímo ze zadání parametrů přístroje. Kmitočtový rozsah, v němž by měl měřit bez znatelného útlumu, musí překrývat pásma tak široké, aby obsáhlo všechny harmonické násobky kmitočtu f_0 , které se mohou znatelně projevit jako součást celkového harmonického zkreslení.

Citlivost milivoltmetru musí být opět v souladu s nejmenší měřitelnou hranicí zkreslení.

Konstrukce měřiče

Měřič harmonického zkreslení je samostatný měřicí přístroj, umístěný v kovové skřínce plochého typu (viz obrázek na titulní straně obálky).

Celé zapojení měřiče je rozděleno do tří hlavních částí, každá z nich je umístěna na samostatné desce s plošnými spoji. Jsou to tyto části: generátor měřicího signálu, filtr s nízkofrekvenčním milivoltmetrem a napájecí zdroj. Zapojení jednotlivých dílů si probereme odděleně.

Zapojení generátoru měřicího signálu

Generátor měřicího signálu je třitransistorový „Wiennův“ oscilátor se stabilizací amplitudy výstupního signálu (obr. 2). Kmitočet výstupního sinusového napětí f_0 je určen velikostí odporů R_1, R_2 a kondenzátorů C_1, C_2 podle vztahu

$$f_0 = \frac{1}{2\pi RC} \quad (1)$$

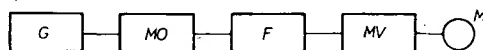
kde $R_1 = R_2 = R$ a $C_1 = C_2 = C$.

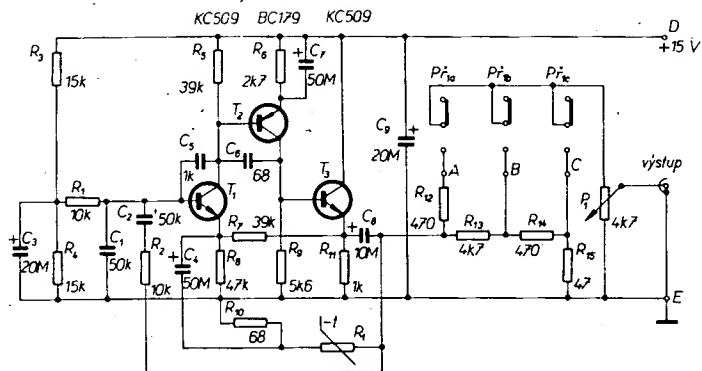
Se součástkami podle obr. 2 vychází kmitočet měřicího signálu $f_0 = 320$ Hz.

Stabilizaci amplitudy obstarává záporná zpětná vazba se sériově zapojeným perlickovým termistorem jako regulačním prvkem. Základní velikost odporu termistoru není kritická a může být v rozmezí od jednoho do deseti kilohmů.

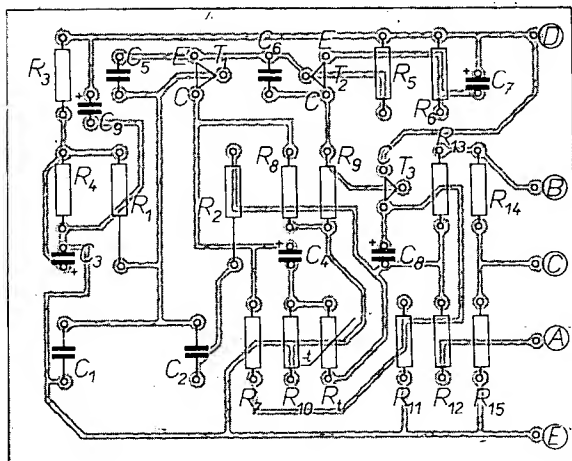
Kondenzátory C_3 a C_6 , zapojené mezi báze a kolektory tranzistorů T_1 a T_2 , upravují fázovou a kmitočtovou charakteristiku zapojení tak, aby nedošlo k parazitnímu zakmitávání ve vysokých kmitočtech (mimo akustické pásmo).

Obr. 1. Blokové schéma měřiče harmonického zkreslení

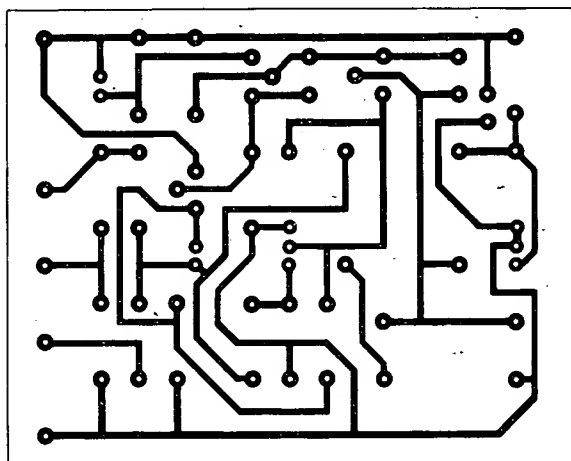




Obr. 2. Zapojení generátoru měřicího signálu



Obr. 3. Rozložení součástek generátoru měřicího signálu



Obr. 4. Obrazec plošných spojů 0210 generátoru měřicího signálu

Emitorový sledovač na výstupu (T_3) příznivě ovlivňuje vlastnosti celého zapojení. Zajišťuje velký zatěžovací odpor předchozího stupně a tím i velké zesílení, dále udržuje konstantní podmínky v obvodech všech zpětných vazeb (vedených z výstupu zesilovače) a konečně zajišťuje příznivý malý výstupní odpor celého generátoru a tím i nezávislost jeho vlastností na zátěži (vstupním odporu zesilovače).

Odporový dělič na výstupu spolu s potenciometrem P_1 umožňuje nastavit výstupní napětí generátoru měřicího signálu podle citlivosti měřeného objektu v rozmezí od nuly do 1,5 V (mezivřcholová velikost).

Přepínáním odporového děliče lze měnit výstupní napětí ve zhruba dekadických násobcích, k tomu účelu slouží tři tlačítkové přepínače typu Isostat se vzájemně závislou aretací (Pr_1). Měřicí signál je z děliče přiveden na výstupní zdíčky, umístěné na čelním panelu přístroje.

Použité součástky

Všechny obvody generátoru měřicího signálu jsou sestaveny z obvyklých součástek,

dostupných běžně v maloobchodní síti (rozmíří se ve specializovaných prodejnách TESLA nebo Domáci potřeby). Výjimku tvoří pouze prvky, určující kmitočet výstupního signálu generátoru, tedy odpory R_1 a R_2 a kondenzátory C_1 a C_2 .

Abychom zaručili, že budou dodrženy náročné požadavky na stálost kmitočtu měřicího signálu, bylo třeba použít součástky, vyznačující se především dobrou stabilitou, zejména ve vztahu ke změnám okolní teploty.

Tyto náročné požadavky jsou diktovány velmi ostrou amplitudovou kmitočtovou charakteristikou filtru, který již při nepatrném odladění měřicího signálu od jmenovitého kmitočtu zmenšuje prudce svůj útlum a měření se stává bezcenným.

Proto jsme jako R_1 a R_2 použili přesné odpory řady TR 161 s velmi malým teplotním součinitelem, které bývají k dostání v značkové prodejně TESLA v Pardubicích.

Podobné okolnosti platí při výběru typu kondenzátorů C_1 a C_2 . Ze stejných důvodů jako u odporů jsme použili stabilní a přesné polystyrenové kondenzátory, získané v tomto případě z výprodejního telekomunikačního

ho zařízení (konkrétně jde o kondenzátory typu WK 716 01).

Při případném hledání vhodné náhrady je dobré vědět, že není nutné dodržet za každou cenu hodnoty, uvedené ve schématu na obr. 2. Stejně dobře poslouží i jiná kombinace odporů R_1 , R_2 a kondenzátorů C_1 , C_2 , pokud se výsledný kmitočet měřicího signálu nebude příliš odchýlovat od uvedeného kmitočtu 320 Hz.

Ke kontrole kmitočtu generátoru měřicího signálu (při použití jiných hodnot u součástek, určujících tento kmitočet) využijeme vztore (1).

Aby však nebylo nutné upravovat za účelem zachování přesnosti měřiče harmonického zkreslení obvody filtru a nízkofrekvenčního milivoltmetru, doporučujeme, aby nebyl kmitočet měřicího signálu volen nižší než 240 Hz a vyšší než 400 Hz.

Uvedeme si příklad výpočtu, kterým hledáme vhodnou velikost odporů R_1 a R_2 pro případ, že se podařilo získat vhodné polystyrenové kondenzátory, jejichž kapacita však je místo 50 nF pouze 22 nF. Jednoduchou úpravou vztore (1) dostaneme vztah pro výpočet odporu

$$R = \frac{1}{2\pi f_0 C} \quad (2)$$

Nyní dosadíme do vztore známou kapacitu kondenzátoru a jako f_0 nejprve dolní a potom horní mez, mezi nimiž se může kmitočet měřicího signálu pohybovat. Jako výsledek obdržíme dva různé údaje, které představují rozmezí, v němž lze volit odpory R_1 a R_2 .

Dosažením kapacity kondenzátoru $C = 22$ nF a uvedených mezí měřicího kmitočtu (240 Hz a 400 Hz) vypočítáme, že odpory R_1 a R_2 musí být asi od 18 kΩ do 30 kΩ.

Z toho, co jsme si řekli, je zřejmé, že na absolutní kapacitě kondenzátoru a na přesnosti odporu článku RC příliš nezáleží; je však třeba, aby oba kondenzátory C_1 a C_2 a také oba odpory R_1 , R_2 byly vždy stejně s rozdílem menším než 1 %.

Vždy je však nutné si uvědomit, že při změně kmitočtu měřicího signálu (při jiných hodnotách součástek členů RC, než jaké jsou uvedeny v obr. 2) musíme bezpodmínečně stejně upravit také obvody, určující naladění filtru.

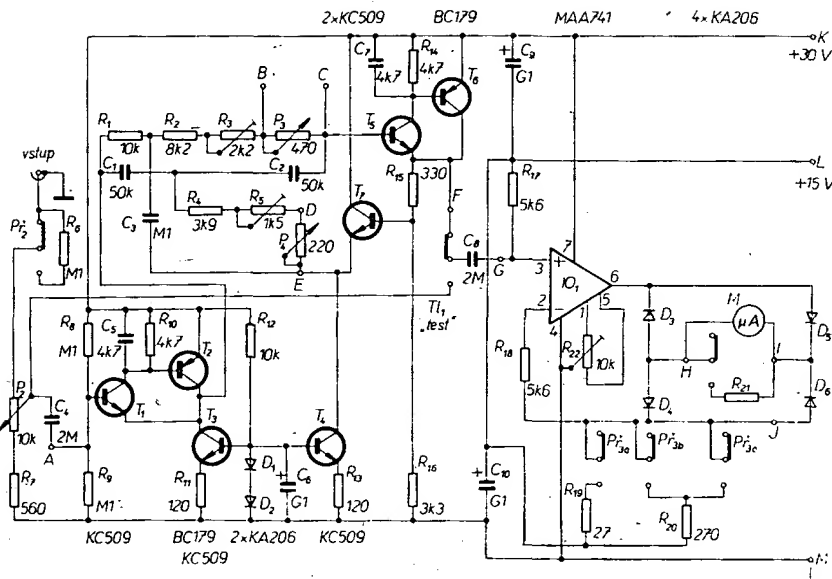
Protože pro výpočet obvodů použitého filtru platí obdobné vztahy, jaké jsme si uvedli u generátoru měřicího signálu, celá situace se značně zjednoduší. Praktické řešení potom spočívá v tom, že musíme pro stavbu měřiče harmonického zkreslení zajistit především celkem šest kusů vhodných kondenzátorů (to znamená stabilních a o kapacitě shodné na 1 %), jejichž kapacita může být v rozmezí zhruba od 20 do 100 nF a k nim čtyři vhodné odpory, vypočítané podle výše uvedeného postupu.

Na nutné doladování obvodů i na odstranění vlivu parazitních kapacit a dalších vlivů je pamatováno v obvodech filtru.

Deska s plošnými spoji generátoru měřicího signálu je na obr. 3 a 4.

Zapojení filtru

Základ obvodů filtru tvoří dvojtypý článek T, který je pro daný účel zvláště vhodný, protože jeho útlum je při přesném naladění na kmitočet f_0 teoreticky nekonečný.



Obr. 5. Zapojení obvodů filtru a milivoltmetru

Jako určitá nevýhoda však spočívá v malé činiteli jakosti, ze kterého vyplývá i malá selektivita. To má za následek potíže při snaze přesně stanovit obsah vyšších harmonických násobků kmitočtu f_0 , protože zejména druhá harmonická ještě leží v oblasti, v níž útlum filtru není zdaleka zanedbatelný.

Selektivitu lze však snadno zvětšit zapojením dvojitého článku T do větve kladné zpětné vazby typu bootstrap. Schéma zapojení je na obr. 5. Uvedeným způsobem vytvoříme aktivní filtr, jehož činitel jakosti je určen poměrem odporů R_{15} a R_{16} .

S odpory uvedenými podle obr. 5 bude činitel jakosti $Q = 2,5$, což je velikost, která již zajišťuje zanedbatelný útlum signálu s kmitočtem $2f_0$.

Dále zvětšovat činitele jakosti filtru je sice možné, ale není odůvodněné, a to zejména proto, že potom vznikají a zvětšují se potíže spojené s rozladováním filtru v důsledku nestability součástek. Nepatrné rozladění má při příliš velkém činiteli jakosti za následek menší potlačení měřicího signálu o kmitočtu f_0 , což zcela znehodnotí výsledek měření.

Obraťme nyní svoji pozornost k praktickému zapojení obvodů filtru, které je na obr. 5. Před obvody, které jsou umístěny na desce s plošnými spoji (obr. 6) je zařazen odporový dělič. Tento dělič je složen z odporu R_6 a z potenciometru P_2 .

Jako přepínač P_2 opět slouží tlačítkový přepínač typu Isostat se samostatnou aretací polohy. Úkolem tohoto kombinovaného odporového děliče je zeslabovat signál, vycházející z měřeného objektu (zesilovače) na velikost, která musí být při měření vždy stejná, aby naměřené zkreslení odpovídalo skutečnosti. Napětí z děliče se přivádí přímo na milivoltmetr; jeho velikost musí odpovídat plně výchylce ručky měřidla na rozsahu 0 až 100 %.

Výstup odporového děliče se propojuje se vstupem milivoltmetru (překlenutí obvodů filtru) po stisknutí samostatně umístěného tlačítka TEST (rovněž typu Isostat).

Plné výchylce ručky měřidla pro rozsah 0 až 100 % odpovídá napětí přibližně 1,5 V (mezivrcholová velikost). Bude-li výstupní napětí měřeného objektu v rozmezí do 10 V, pak zařadíme P_2 do polohy, ve které se vstupní zdířka měřice zkreslení (kam je zapojen výstup měřeného objektu) propojí přímo s horním koncem potenciometru P_2 . Bude-li výstupní napětí měřeného zesilovače

větší než 10 V, zařadíme před potenciometr P_2 ještě odpor (přepnutím P_2 do druhé polohy), což umožní jemnější seřízení výchylky (100 %) indikačního měřidla v kalibrační poloze (při stisknutí tlačítka TI_1 – TEST).

Předřadný odpor R_6 je umístěn přímo na tlačítkovém přepínači.

Přímo na vstup filtru je zařazen impedanční převodník. To je nutné ze dvou důvodů: za prvé je bezpodmínečně nutné, aby byl dvojitý článek T napájen z obvodu s velmi malým výstupním odporem; jednak toto zapojení umožňuje proměřovat i objektivy (např. předzesilovače apod.), jejichž zatěžovací odpor nemůže být příliš malý.

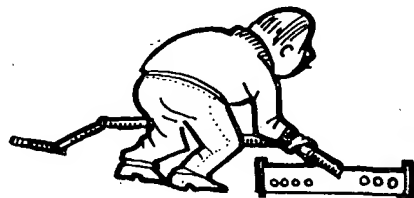
Impedanční převodník je sestaven z komplementárních tranzistorů T_1 a T_2 a k zajištění velmi malého výstupního odporu a malého zkreslení značnou měrou přispívá zdroj konstantního proudu T_3 .

Rovněž za dvojitým článkem T je zařazen impedanční převodník s komplementárními tranzistory T_5 a T_6 . Jeho zapojení je odůvodněno požadavkem, že filtr musí pracovat do obvodu s velkým vstupním odporem (naprázdno).

Pracovní odpor tohoto impedančního převodníku tvoří v sérii zapojené odpory R_{15} a R_{16} . Z pracovních odporů (tedy z bodu F) se odebírá směs harmonických složek (zbařená kmitočtu f_0) a zavádí se dále do nízkofrekvenčního milivoltmetru.

Kladná zpětná vazba typu bootstrap ve filtru se realizuje napájením „studeného“ konce článku T z výstupu dalšího emitrového sledovače T_7 , jehož pracovním odporem je opět zdroj konstantního proudu s tranzistorem T_4 . Signál k buzení tranzistoru T_7 se odebírá z děliče (pracovní odpory impedančního převodníku R_{15} a R_{16}) – tím je právě dosaženo žádaného zvětšení činitele jakosti Q filtru.

Použití proudového zdroje T_4 jako pracovního odporu emitrového sledovače je i zde velmi užitečné, neboť významně přispívá k dobrým vlastnostem filtru a zamezuje vzniku nežádoucího zkreslení zpracovaného signálu.



O součástkách, použitých při stavbě obvodů filtru, platí přibližně totéž, co jsme uvedli ve statí o součástkách generátoru měřicího signálu. Zvláštnímu výběru podléhají i zde součástky, kterými naladění naladění maximálního útlumu filtru na kmitočtu f_0 . O výběru kondenzátorů C_1 , C_2 a C_3 jsme se již podrobně zmínili dříve (včetně případného přepočtu).

Podobně jako u generátoru i zde volíme na klíčových místech takové odpory, které mají dobrou a definovanou stabilitu. Protože však musíme zajistit možnost přesně naladit filtr na kmitočtu f_0 , nahradili jsme části těchto odporů trimrem a potenciometrem.

Rozdělení doladovací části odporů na trimry R_3 , R_5 (hrubé doladění) a potenciometry P_3 , P_4 (jemné doladění) se ukázalo jako nezbytné ze dvou důvodů. Především proto, že přesné naladění v okolí maximálního útlumu je tak kritické, že při jednom doladovacím prvku je nemožné filtr správně naladit a využít tak plně výhody značného útlumu filtru na kmitočtu f_0 .

Druhý důvod rovněž vyplývá z velké strmosti charakteristiky filtru v okolí kmitočtu f_0 . Praktickými zkouškami jsme zjistili, že se i při použití uvedených kvalitních typů součástek při větších změnách teploty mění jmenovitý kmitočet filtru vůči jmenovitému kmitočtu signálu z generátoru. Proto je třeba, aby byly prvky pro jemné nastavení filtru (P_3 a P_4) vyvedeny vně přístroje (na zadní stěnu).

Tímto způsobem můžeme snadno malé rozdíly (vznikající po dlouhodobém provozu přístroje nebo po přenášení mezi prostředím s větším rozdílem teplot) snadno a rychle eliminovat. Pokud by došlo po čase vlivem stárnutí součástek k většímu rozladění, máme možnost tyto změny upravit trimry, umístěnými na desce s plošnými spoji filtru.

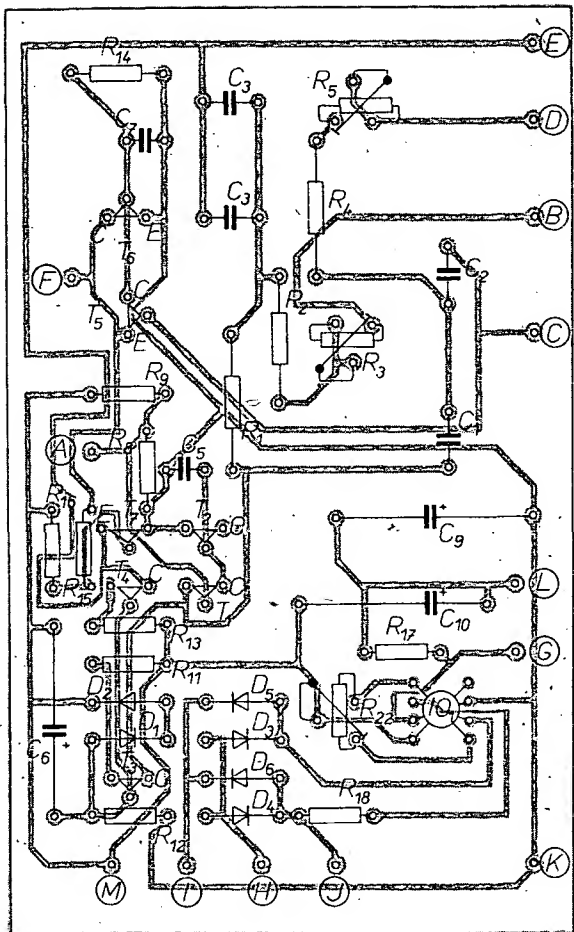
Nízkofrekvenční milivoltmetr

Nízkofrekvenční milivoltmetr má za úkol změřit velikost signálu, který vznikne jako směs harmonických násobků kmitočtu f_0 v měřeném objektu a který projde filtrem.

Z praxe je známo, že na harmonickém zkreslení se běžně hlavní měrou podílejí hlavně signály s kmitočtem, který je roven dvojnásobku a trojnásobku kmitočtu f_0 měřicího signálu. Z toho vyplývá, že požadavky na šířku pásma milivoltmetru jsou poměrně nenáročné a bylo možno použít velmi jednoduché zapojení lineárního usměrňovače s operačním zesilovačem (obr. 5).

Hlavní předností uvedeného zapojení je lineární závislost výchylky ručky indikačního měřidla na vstupním napětí. To umožňuje použít bez potíží původní lineární stodílkovou stupnici a vyhnout se tak jejímu pracnému překreslování, které mnohdy nedopadne podle našich představ a kazí vzhled celého přístroje. Mimoto již samotné rozebírání drahého měřidla přináší určité nebezpečí, protože systém měřidla je velmi citlivý a jeho poškození znamená dosti citelnou finanční ztrátu.

Lineární závislost výchylky ručky měřidla na vstupním střídavém napětí je zajištěna tím, že je měřidlo i s usměrňovacími diodami zapojeno ve zpětné vazbě operačního zesilovače. Přivedeme-li na neinvertující vstup operačního zesilovače střídavé napětí určité velikosti, pak musí být v každém okamžiku rozdíl napětí mezi oběma vstupy nulový. V invertujícím vstupu je však směrem k zemi zapojen odpor, jehož velikost volíme přepínačem P_3 . Aby se na tomto odporu objevilo stejné napětí, jaké je na neinvertujícím vstupu (aby byl jejich rozdíl nulový), musí tímto odporem protékat proud, který je



Obr. 6. Rozložení součástek filtru a milivoltmetru

přímo úměrný velikosti vstupního napětí. Tento proud teče z výstupu zesilovače přes indikační měřidlo, jehož údaj je tedy přímo úměrný protékajícímu proudu a tedy i vstupnímu napětí. Úbytek napětí na usměrňovacích diodách můstku je zcela potlačen velkým zesílením operačního zesilovače (jsou uvnitř smyčky zpětné vazby).

Citlivost milivoltmetru a tím i velikost měřeného zkraslení můžeme pohodlně měnit přepínáním velikosti zpětnovazebního odporu. Z praktických důvodů jsme však této metody použili pouze k přepínání citlivosti milivoltmetru v rozsazích 15 mV a 150 mV na plnou výchylku, což představuje rozsahy velikosti zkraslení 0 až 1 % a 0 až 10 %. Pro třetí rozsah, kdy vstupnímu napětí do 1,5 V (ve všech případech jde o mezivrcholové velikosti napětí) odpovídá zkraslení od nuly do 100 %, jsme dalšího, desetinasobného zmenšení citlivosti milivoltmetru dosáhli zmenšením citlivosti indikačního měřidla paralelním odporem R_{21} (bočnickem), připojeným přepínačem Pf_{3a} .

Připomínáme, že uvedené hodnoty odporů, určujících citlivost na jednotlivých rozsazích závisí na vlastnostech měřidla a proto je lze brát pouze jako orientační. Odpory bude tedy třeba upravit při konečném seřizování přístroje.

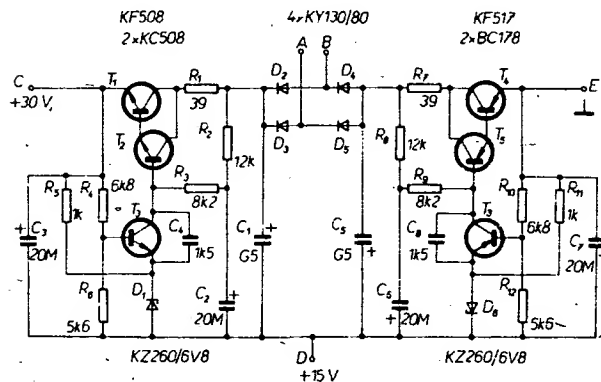
K přepínání rozsahu činitele harmonického zkraslení používáme tři tlačítkové přepínače typu Isostat se vzájemně závislou aretační polohou, příslušné odpory jsou připájeny přímo na kontakty jednotlivých tlačítek.

V obvodu operačního zesilovače bylo využito doporučeného zapojení prvku R_{22} (trimru) pro vykompenzování vstupní napětové nesymetrie, která jinak způsobuje parazitní výchylku, ztěžující měření.

Použité součástky

V obvodech nízkofrekvenčního milivoltmetru byly použity zcela běžné a dostupné

Obr. 8. Zapojení obvodů napájecího zdroje



součástky. Pokud byste chtěli použít měřidlo s jinou proudovou citlivostí, než je uvedeno, musíte zároveň změnit zpětnovazební odpory. Při výpočtu náhradních odporů platí jednoduché pravidlo. Kolikrát méně citlivé bude měřidlo použité ve srovnání s doporučeným, tolikrát musíme zmenšit velikost zpětnovazebních odporů. Nedoporučujeme však používat měřidlo s citlivostí menší než 1 mA. Na vnitřním odporu měřidla v uvedeném zapojení nezáleží, protože tento odpor je uvnitř smyčky zpětné vazby.

Deska s plošnými spoji filtru a milivoltmetru je na obr. 6 a 7.

Napájecí zdroj

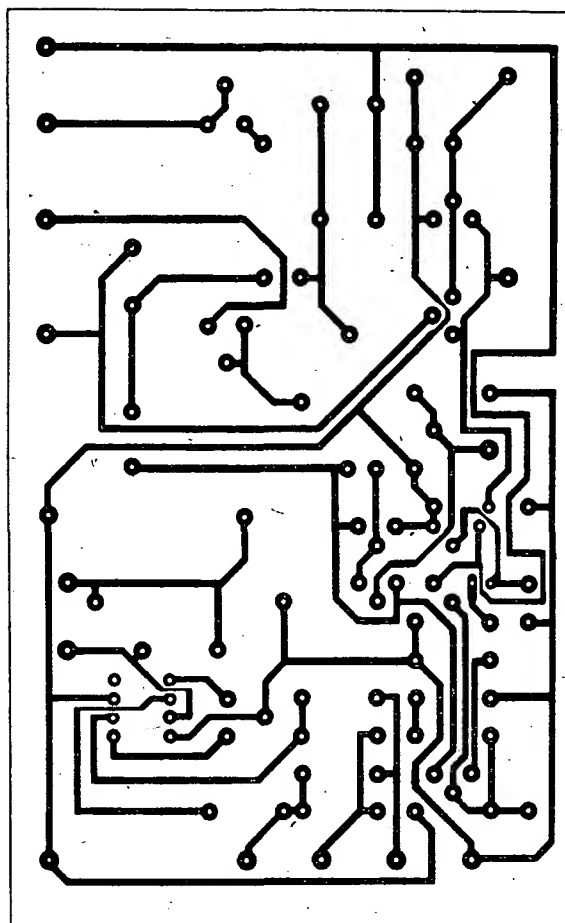
Pro napájení obvodů měřiče harmonického zkraslení jsme použili napájecí zdroj, poskytující stabilizované napětí +15 V a -15 V, určený původně pro napájení obvodů s operačními zesilovači. Požadovaná napětí získáme tak, že jako zemnicí svorku použijeme výstup napětí -15 V (bod E). Na společném středu D potom bude vůči zemnici

svorce napětí +15 V a na původním výstupu napětí +15 V nyní bude vůči zemi potřebných +30 V (bod C).

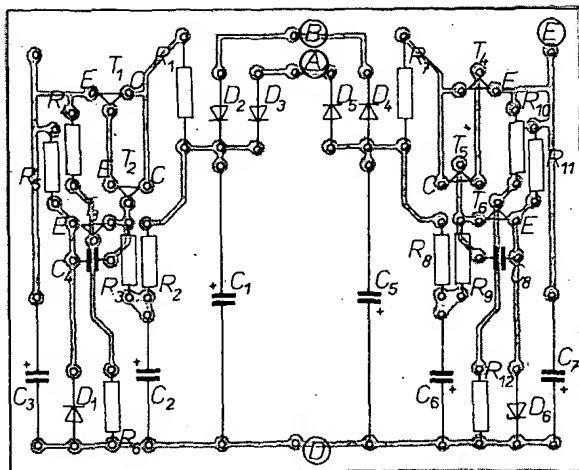
Schéma zapojení použitého zdroje je na obr. 8. Z obrázku je patrné, že celé zapojení se skládá ze dvou téměř shodných polovin, které se součástkově liší pouze druhem vodivosti použitých tranzistorů. V kladné větvi se používají pouze tranzistory vodivosti n-p-n, ve větvi záporné jsou tranzistory opačného typu vodivosti.

Další rozdíl spočívá v zapojení všech polovodičových diod a elektrolytických kondenzátorů. Je zřejmé, že u opačné poloviny zdrojů musí být tyto součástky připojeny opačně. Na tuto skutečnost musíme dát při stavbě pozor, abychom si zbytečně neztěžovali ožívání přístroje banálními závadami.

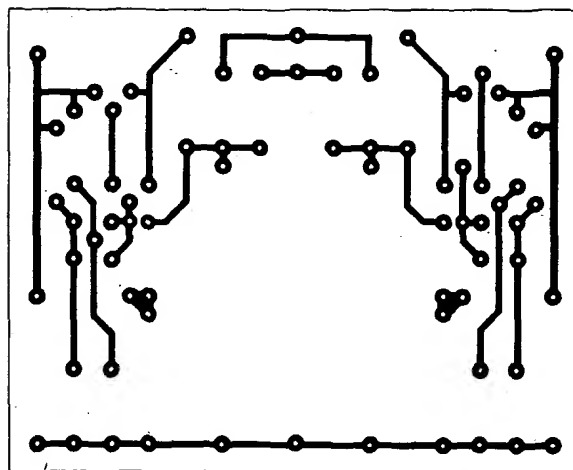
Zapojení obvodů stabilizovaného napájecího zdroje je velmi jednoduché a nenáročné na kvalitu použitých součástek. Jedná se



Obr. 7. Obrazec plošných spojů O211 filtru a milivoltmetru



Obr. 9. Rozložení součástek napájecího zdroje



Obr. 10. Obrázek plošných spojů O212 napájecího zdroje

o zpětnovazební stabilizátory se sériovými regulačními tranzistory. Vlastnosti těchto zdrojů (vnitřní odpor a zejména činitel stabilizace) jsou velmi dobré a proto je lze doporučit i pro náročnější aplikace. K dosažení poměrně velkého činitele stabilizace přispívá především použitý způsob napájení referenčních Zenerových diod přes R_3 a R_{11} z výstupní strany stabilizátoru. Malé odpory R_1 a R_2 zapojené v sérii s regulačními tranzistory T_1 a T_2 zaručují zdroji krátkodobou odolnost vůči zkratům na výstupech.

Napájení obvodů zdrojů zajišťuje síťový transformátor typu 2PN 661 23. Můžeme však samozřejmě použít i jiný transformátor, který bude mít dvoucestné sekundární vinutí, poskytující napětí asi 2×18 až 2×20 V. Střed tohoto vinutí připojujeme do desky s plošnými spoji zdroje (obr. 9 a 10) v bodě D, krajní vývody pak spojíme s body A a B.

Stavba, oživení a seřízení obvodů měřiče zkrslení

Obvody měřiče harmonického zkrslení jsou postaveny na třech deskách s plošnými spoji. První obsahuje obvody generátoru měřicího signálu včetně odporů výstupního děliče napětí (kromě potenciometru P_1 , který je umístěn na čelním panelu).

Na druhé desce jsou zapojeny obvody filtru a nízkofrekvenčního milivoltmetru a na třetí obvody stabilizovaného napájecího zdroje (včetně usměrňovacích diod a filtračních kondenzátorů). Síťový transformátor je přišroubován přímo ke dnu skřínky přístroje.

Pro ožívování jednotlivých funkčních celků i pro konečnou montáž je velmi výhodné, vybavíme-li všechny desky s plošnými spoji na přípojných bodech vhodnými pájecími očky, velmi vhodné jsou tzv. narážecí pájecí hroty.

Před započatím stavby se vyplácí překontrolovat měření parametrů a hodnoty všech použitých součástek, protože tato práce často ušetří mnoho času s oživením. Stavbu zahájíme zapojením napájecího zdroje, abychom ho mohli později použít při ožívování a seřizování ostatních částí měřiče zkrslení.

Stavba a seřízení napájecího zdroje

Do vyvrtané a očištěné desky s plošnými spoji osadíme a zapájíme všechny součástky (obr. 9), nejdříve odpory a kondenzátory, potom diody a nakonec tranzistory. Potom připojíme ke zdroji sekundární vinutí síťového transformátoru a připravíme si vhodný

voltmetr. Po připojení primárního vinutí síťového transformátoru k síti zkontrolujeme voltmetrem napětí na výstupech stabilizátorů obou částí napájecího zdroje.

Pokud by se výstupní napětí některé z obou částí napájecího zdroje lišilo od jmenovité velikosti o více než 5 %, upravíme jeho velikost zkusmo připojením paralelního odporu (jeho velikost bude přibližně desítky kiloohmů) buďto k odporu R_4 , popř. R_{10} (chceme-li výstupní napětí zmenšit), nebo k odporu R_6 , popř. R_{12} (bude-li třeba výstupní napětí zvětšit).

Jakmile bude mít výstupní napětí obou zdrojů uvedenou toleranci, je seřízení skončeno a zdroj je připraven plnit svoji funkci.

Stavba a kontrola činnosti generátoru

Desku s plošnými spoji generátoru měřicího signálu i ostatní součástky připravíme stejným způsobem, jako tomu bylo v případě napájecího zdroje. Po zapojení všech součástek a kontrole správnosti osazení desky podle obr. 3 připojíme ke generátoru napájecí zdroj tak, jak je to nakresleno na schématu zapojení. Na výstup generátoru měřicího signálu připojíme osciloskop a uvedeme do činnosti napájecí zdroj. Správně zapojený generátor měřicího signálu produkuje bez jakéhokoli dalšího seřízení čistý sinusový signál, jehož velikost je asi 1,5 V (mezivrcholová), měřeno na horním konci výstupního děliče generátoru – v bodě A. Touto kontrolou je stavba generátoru měřicího signálu ukončena a můžeme přikročit k realizaci zbývajících částí.

Stavba, oživení a seřízení obvodu filtru a milivoltmetru

Zbývajících obvodů měřiče zkrslení (tedy filtr a nízkofrekvenční milivoltmetr) jsou umístěny na společné desce s plošnými spoji (obr. 6). Výhodné je postavit a seřadit nejdříve milivoltmetr, protože s jeho pomocí potom budeme moci přesně doladit obvody filtru tak, aby potlačení kmitočtu f_0 na kterém pracuje generátor měřicího signálu, bylo maximální.

Stavbu milivoltmetru opět zahájíme přípravou desky s plošnými spoji. Do připravené desky osadíme a zapájíme všechny součásti obvodu milivoltmetru, tj. kondenzátory C_9 a C_{10} , odpory R_{17} a R_{18} , dále odporový trimr R_{22} , diody D_3 až D_6 a nakonec i operační zesilovač. Připojné body na destičce (označené velkými písmeny) opatříme vhodnými pájecími hroty nebo očky (obr. 6).

Dvěma ohebnými vodiči délky asi 20 až 30 cm připojíme k obvodům milivoltmetru

(body H a I) indikační měřidlo. Takto připravenou desku s obvodem milivoltmetru propojíme třemi vodiči s deskou napájecího zdroje. Tím je milivoltmetr připraven k seřizování.

Seřizování obvodů milivoltmetru zahájíme vykompenzováním vstupní napětové nesymetrie operačního zesilovače MAA741. Vstup milivoltmetru G necháme bez signálu (kondenzátor C_8 je nezapojen) a zpětnou vazbu uzavřeme odporem R_{19} , který zapojíme prozatímne přímo na odpovídající body J a L na desce s plošnými spoji. Vykompenzování vstupní napětové nesymetrie dosáhneme nastavením jezdce trimru R_{22} do polohy, při níž bude ručka indikačního měřidla na nule.

Nyní můžeme seřizovat jednotlivé rozsahy milivoltmetru. K tomuto úkonu potřebujeme ještě další přístrojové vybavení, a sice nízkofrekvenční generátor, vybavený vlastním dostatečně přesným měřidlem výstupního napětí. Pokud se nelze na vestavěný voltmetr generátoru spolehnout, použijeme raději ke kontrole jeho výstupního napětí vnější měřicí přístroj – nízkofrekvenční milivoltmetr. Výstup generátoru připojíme přes kondenzátor C_8 na vstup G našeho milivoltmetru, na generátoru nastavíme kmitočet 1 kHz a výstupní napětí 5 mV. Zde budeme uvádět efektivní hodnoty napětí (na rozdíl od doporučení nové ČSN), protože v nich jsou cejchovány běžně dostupné měřicí přístroje.

Za těchto podmínek vyhledáme zkusmo takovou velikost odporu R_{19} , při níž bude ručka indikačního měřidla ukazovat přesně plnou výchylku. Po seřizení tohoto rozsahu odpojíme vybraný odpor od obvodů destičky a vybereme odpor pro druhý rozsah (R_{20}). K tomu zvětšíme výstupní napětí pomocného generátoru na 50 mV. Stejně jako v předchozím případě budeme nyní hledat takovou velikost R_{20} , při níž bude mít ručka indikačního měřidla opět přesně plnou výchylku. Na třetím rozsahu měníme citlivost milivoltmetru desetinásobným zmenšením citlivosti indikačního měřidla. Při seřizování tohoto rozsahu připojíme nejdříve paralelně k měřidlu odpor R_{21} , jehož hodnota bude přibližně desetkrát menší, než je vnitřní odpor indikačního měřidla. Po jeho připojení by se měla výchylka ručky zmenšit asi na 10 % plné výchylky. Nyní zvětšíme výstupní napětí pomocného generátoru na 500 mV a upravíme velikost odporu R_{21} (bočníku) tak, aby měřidlo opět ukazovalo přesně plnou výchylku. Tím je seřizování obvodů milivoltmetru skončeno.

Vybrané odpory R_{19} , R_{20} a R_{21} si označíme vhodným způsobem, a uschováme je pro pozdější celkovou montáž přístroje. Dále můžeme přikročit ke stavbě poslední části měřiče zkrslení – ke stavbě filtru.

Stavba obvodů filtru nevyžaduje zvláštní instrukce. Otázka výběru součástek již byla diskutována ve stati o generátoru měřicího signálu. Doplníme si jen, že jako kondenzátor C_3 jsou použity dva kondenzátory poloviční kapacity (tedy jako C_1 a C_2) zapojené paralelně. Rovněž tak můžeme na místě R_4 použít dva paralelně zapojené odpory o velikosti R_2 . Na místě tranzistorů T_2 a T_6 nedoporučujeme náhradu tuzemskými typy tranzistorů vodivosti p-n-p, protože jejich malý zesilovací činitel by mohl zhoršit kvalitu celého zapojení.

Dolaďovací potenciometry P_3 a P_4 připojíme vodiči délky asi 10 cm.

Po osazení a zapojení všech součástek obvodů filtru do desky s plošnými spoji (obr. 6) připravíme desku k ožívování a seřizování. K výstupu filtru (bod F) připojíme vstup milivoltmetru G přes kondenzátor C_8 . Milivoltmetr nastavíme na nejméně citlivý rozsah 500 mV, to znamená, že zpětnovazební odpor mezi body J a L bude R_{20} a paralelně k měřidlu bude připojen R_{21} .

Dále si připravíme desku generátoru měřicího signálu a propojíme jeho výstup (bod A) se vstupem filtru (bod A na desce filtru) kondenzátorem C_4 . Běže dolaďovacích potenciometrů P_3 a P_4 filtru nastavíme přibližně do střední polohy a ke všem obvodům připojíme napájecí napětí.

Činnost obvodů se projeví určitou výchylkou ručky indikačního měřidla. Nyní se budeme snažit naladit filtr na kmitočet signálu měřicího generátoru: postupně střídavě nastavujeme dolaďovací trimry R_3 a R_5 filtru na minimální výchylku ručky indikačního měřidla. Jakmile dosáhneme stavu, že změnou nastavení trimrů již nelze dosáhnout menší výchylky ručky měřidla, zvětšíme citlivost milivoltmetru odpojením bočníku R_{21} od měřidla a opět se snažíme dosáhnout minimální výchylky ručky měřidla, tentokrát též pomocí nastavení potenciometrů P_3 a P_4 . Podaří-li se nám dosáhnout téměř nulové výchylky, můžeme považovat funkci obvodů filtru za správnou. Tím je zároveň ukončeno oživení všech částí přístroje a můžeme přikročit k jeho konečné montáži.

Konečná montáž měřiče zkreslení

Konečná montáž měřiče harmonického zkreslení v sobě zahrnuje upevnění jednotlivých desek s plošnými spoji do skřínky přístroje a jejich vzájemné propojení, dále pak sem patří montáž a propojení ovládacích prvků, vstupních a výstupních zdírek, indikačního měřidla a konečně i propojení obvodů síťového napájení.

Záměrně se nebudeme detailně zabývat mechanickou stránkou konstrukce měřiče zkreslení, protože ta nemá na vlastnosti přístroje přímý vliv a proto je možné a vhodné ponechat zde prostor možnostem a tvořivosti každého realizátora. Určitou představu a vodítko mohou poskytnout fotografie přístroje, které naleznete na obálce časopisu.

Celkové propojení všech částí měřiče zkreslení názorně ukazuje obr. 11. Pro jistotu i v tomto případě použijte metodu postupného zapojování jednotlivých funkčních celků s následnou kontrolou činnosti.

V praxi to znamená, že se do skřínky upevní nejprve všechny ovládací prvky, zdířky, měřidlo a síťový transformátor. Potom se propojí obvody síťového napájení včetně transformátoru a voltmetrem se zkontroluje, je-li na vývodech sekundárního vinutí po připojení přístroje k síti správné napětí.

V dalším kroku se do skřínky připevní deska napájecího zdroje, která se hned propojí se síťovým transformátorem. Po kontrole výstupního napětí na jednotlivých bodech napájecího zdroje se přišroubuje do skřínky deska s obvody generátoru měřicího signálu, na níž se rovněž hned připojí příklady napájecího napětí.

Po ověření správné činnosti generátoru měřicího signálu osciloskopem můžeme propojit jeho výstupy (body A, B a C) s tlačítkovým přepínačem Pf_1 výstupního napětí, dále propojíme potenciometr pro plynulé nastavení velikosti měrného signálu (P_1) a připojíme jeho běžec na výstupní zdířku.

Správnou činnost celého obvodu generátoru měřicího signálu pak ověříme osciloskopem, připojeným přímo na výstupní zdířky generátoru. Kontrolujeme výstupní napětí ve všech polohách Pf_1 a přezkoušíme též funkci potenciometru P_1 .

Zbývá nám montáž a propojení desky s obvody nízkofrekvenčního milivoltmetru a filtru. Po připojení napájecího napětí připojíme přímo na přepínače odpor R_6 a dříve vybrané odpory R_{19} , R_{20} a R_{21} . Dále propojíme za použití schémat na obr. 5 a 11 všechny tlačítkové přepínače (tj. Pf_2 , Pf_3 a tlačítko TEST) s obvody na desce, s potenciometrem P_2 vstupní zdířkou a indikačním měřidlem, nakonec připojíme k obvodům filtru také potenciometry P_3 a P_4 , umístěné na zadním panelu.

Nakonec zkontrolujeme a seřídíme obvody filtru již bez jakýchkoli pomocných měřicích přístrojů, pouze za použití signálu měřicího generátoru.

Výstupní a vstupní zdířky měřiče zkreslení propojíme krátkým kabečkem s banánky. Citlivost nízkofrekvenčního milivoltmetru nastavíme přepnutím Pf_{3c} do polohy s nejmenší citlivostí (rozsah zkreslení 0 až 100 %). Přepínač Pf_2 nastavíme do polohy, nakreslené na obr. 5 (vstupní napětí do 10 V), potenciometr P_2 vytočíme úplně doprava (běžec bude u horního konce – plná citlivost) a na výstupní zdířce nastavíme největší výstupní napětí z generátoru měřicího signálu (sepnut Pf_{1a} a potenciometr P_1 nastaven na maximum).

V tomto stavu nastavíme dolaďovací potenciometry P_3 a P_4 filtru do střední polohy a trimry R_3 a R_5 nastavíme minimální výchylku ručky měřidla. Po dosažení minima nastavíme citlivost milivoltmetru sepnutím Pf_{3b} na rozsah zkreslení 0 až 10 % a znovu dolaďuje-

me filtr na minimální výchylku ručky měřidla, tentokrát potenciometry P_3 a P_4 . Tento postup pak opakujeme ještě jednou při nastavení přepínače citlivosti milivoltmetru na rozsah zkreslení 0 až 1 % (sepnut Pf_{3a}). Po této operaci jsme dosáhli optimálního nastavení filtru přesně na kmitočet měřicího signálu a měřič harmonického zkreslení je připraven k měření.

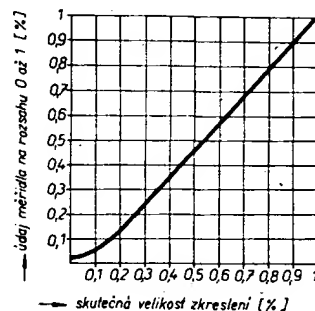
Způsob měření

Harmonické zkreslení (např. nízkofrekvenčního zesilovače) se měří tímto přístrojem takto:

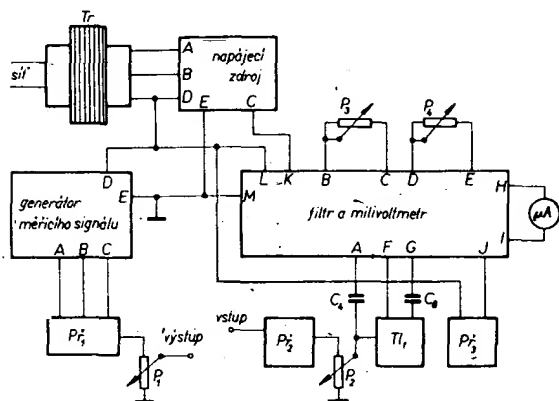
1. Vstup měřeného zesilovače připojíme na zdířku výstupu generátoru měřicího signálu.
2. Přepínačem Pf_1 a potenciometrem P_1 nastavíme výstupní úroveň měřicího signálu, odpovídající jmenovité citlivosti měřeného zesilovače.
3. Po nastavení potenciometru P_2 na minimální citlivost připojíme výstup měřeného zesilovače (zatížený předepsaným zatěžovacím odporem) na vstupní zdířky měřiče zkreslení.
4. Přepínač rozsahu měřeného zkreslení přepneme stisknutím Pf_{3c} do polohy 0 až 100 %, stiskneme tlačítko TEST a potenciometrem P_2 (případně i Pf_2) nastavíme na měřidle plnou výchylku.
5. Po vybavení tlačítka TEST již přístroj ukazuje harmonické zkreslení měřeného zesilovače. Je-li výchylka menší než 10 dílků (zkreslení je menší než 10 %), přepneme přístroj na rozsah činitele zkreslení 0 až 10 % (stisknutím Pf_{3b}). Pokud i potom bude výchylka menší než 10 dílků (zkreslení je menší než 1 %), přepneme přístroj na rozsah velikosti zkreslení 0 až 1 % stisknutím Pf_{3a} .

Činitel zkreslení je na prvních dvou rozsazích přímo úměrný výchylce ručky. Na rozsahu, udávajícím zkreslení 1 % na plnou výchylku ručky, je stupnice lineární pouze ve druhé polovině, tj. v rozsahu asi od 0,5 do 1 %. První polovina stupnice má průběh nelineární, takže činitele zkreslení 0,1 % čteme jako výchylku ručky, odpovídající pěti dílkům na stodílkové stupnici (při lineární závislosti by zkreslení 0,1 % mělo způsobit na rozsahu 0 až 1 % výchylku ručky odpovídající deseti dílkům). Pro přepočítání údajů měřiče na správnou velikost zkreslení v rozsahu 0 až 1 % slouží graf na obr. 12.

K ověření činnosti měřiče zkreslení lze použít jakousi „výstupní“ kontrolu, tj. ověřit jeho vlastní, tzv. „zbytkové“ zkreslení. Je to údaj, získaný při měření zkreslení výstupního signálu vlastního generátoru měřicího signálu. Tento údaj je výsledkem součtu zkreslení měřicího signálu a nedokonalosti filtru (společavající v konečné velikosti potlačení měřicího signálu a v nenulovém zkreslení obvodů filtru) a milivoltmetru.



Obr. 12. Závislost výchylky ručky a zkreslení v rozsahu 0 až 1 %



Obr. 11. Propojovací schéma měřiče harmonického zkreslení

Velikost zbytkového zkreslení (na které závisí dolní hranice harmonického zkreslení zjistitelná přístrojem) změříme podle uvedené měřicího postupu s tím rozdílem, že vstupní a výstupní zdířku měřiče propojíme nakrátko. Naměřené zbytkové zkreslení je u správně zapojeného a seřazeného měřiče jeden dílek ze sta na rozsahu 0 až 1 %.

Určit absolutní hodnotu zbytkového zkreslení je v důsledku nelinearity na tomto rozsahu (která se v blízkosti nuly silně mění) dosti obtížné, lze však říci, že přístrojem lze odhalit zkreslení od 0,05 %. O měření absolutní velikosti zkreslení lze uvažovat až od zkreslení asi 0,1 %.

Seznam součástek generátoru měřicího signálu

Polovodičové prvky

T ₁ , T ₃	KC509
T ₂	BC179
termistor	11NR01

Odpory

TR 161:	
R ₁ , R ₂	10 kΩ
TR 151:	
R ₃ , R ₄	15 kΩ
R ₅ , R ₇	39 kΩ
R ₆	2,7 kΩ
R ₈	47 kΩ
R ₉	5,6 kΩ
R ₁₀	68 Ω
R ₁₁	1 kΩ
R ₁₂ , R ₁₄	470 Ω
R ₁₃	4,7 kΩ
R ₁₅	47 Ω

Kondenzátory

C ₁ , C ₂	viz text
C ₃ , C ₉	20 μF/15 V, TE 004
C ₄ , C ₇	50 μF/6 V, TE 002
C ₅	1 nF, keram.
C ₆	68 pF, keram.
C ₈	10 μF/10 V, TE 003

Ostatní

Potenciometr P₁ 4,7 kΩ, TP 052 C
přepínače Isostat 3 ks – viz text
deska s plošnými spoji 0210

Seznam součástek filtru a milivoltmetru

Polovodičové prvky

T ₁ , T ₃ , T ₄ , T ₅ , T ₇	KC509
T ₂ , T ₆	BC179
D ₁ až D ₆	KA206
IO ₁	MAA741

Odpory

TR 161:	
R ₁	10 kΩ
R ₂	8,2 kΩ
R ₄	3,9 kΩ
TR 151:	
R ₆ , R ₈ , R ₉	0,1 MΩ
R ₇	560 Ω
R ₁₀ , R ₁₄	4,7 kΩ
R ₁₁ , R ₁₃	120 Ω
R ₁₂	10 kΩ
R ₁₅	330 Ω
R ₁₆	3,3 kΩ
R ₁₇ , R ₁₈	5,6 kΩ
R ₁₉ , R ₂₀ , R ₂₁	viz text

Odporové trimry

R ₃	2,2 kΩ, TP 111
R ₅	1,5 kΩ, TP 111
R ₂₂	10 kΩ, TP 111

Potenciometry

P ₂	10 kΩ, TP 052c
P ₃	470 Ω, TP 052c
P ₄	220 Ω, TP 052c

Kondenzátory

C ₁ , C ₂ , C ₃	viz text
--	----------

C ₄ , C ₈	2 μF, TC 180
C ₅ , C ₇	4,7 nF, keram.
C ₆ , C ₉ , C ₁₀	100 μF/15 V, TE 984

Ostatní

Přepínače Isostat – 5 ks – viz text
ručkové měřidlo 100 μA – viz text
deska s plošnými spoji 0211

Seznam součástek napájecího zdroje

Polovodičové prvky

T ₁	KF508
T ₂ , T ₃	KC508
T ₄	KF517
T ₅ , T ₆	BC178
D ₁ , D ₆	KZ260/6V8
D ₂ , D ₃ , D ₄ , D ₅	KY130/80

Odpory

TR 152:	
R ₁ , R ₇	39 Ω
TR 151:	
R ₂ , R ₈	12 kΩ
R ₃ , R ₉	8,2 kΩ
R ₄ , R ₁₀	6,8 kΩ
R ₅ , R ₁₁	1 kΩ
R ₆ , R ₁₂	5,6 kΩ

Kondenzátory

C ₁ , C ₅	500 μF/35 V, TE 986
C ₂ , C ₃ , C ₆ , C ₇	20 μF/15 V, TE 984
C ₄ , C ₈	1,5 nF, keram.

Ostatní

korunkové chladiče tranzistorů – 2 ks
deska s plošnými spoji 0212

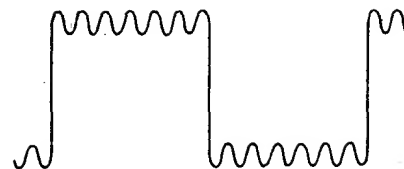
Měřič přechodového intermodulačního zkreslení

Snad každý radioamatér, do jehož zájmové sféry patří též konstrukce a stavba jakostních nízkofrekvenčních zesilovačů pro věrnou reprodukci, se ve své praxi setkal s pojmem „tranzistorový zvuk“. V uvedeném pojmu se odráží skutečnost, že charakter nf signálu, zesíleného nf zesilovačem s polovodičovými prvky, je při reprodukci poněkud jiný, než charakter signálu, zesíleného elektronkami. Při úvahách o možných příčinách změny charakteru reprodukováné hudby v závislosti na druhu aktivních prvků v zesilovači se přišlo na to, že jde v případě zesilovačů s polovodičovými prvky o zvláštní druh zkreslení.

Je známo, že o samotné existenci tohoto zvláštního druhu zkreslení se často vedly ostré spory, neboť se docházelo ke značným rozdílným ve výsledcích, které byly získány na jedné straně objektivním měřením (vyhodnocením harmonického zkreslení) a subjektivním hodnocením (poslechovými testy) na straně druhé.

Je příznačné, že na jedné straně tohoto sporu hájili své názory elektronici, kteří dokládali svá tvrzení téměř „hmatatelnými“ důkazy, zatímco jejich protivníci (většinou hudebníci a jiné osoby, vybavené velmi vytrženým sluchem) dokázali někdy při anonymních poslechových zkouškách rozlišovat tranzistorové zesilovače od elektronkových.

Z dalšího vývoje lze usoudit, že někteří výrobci reprodukcí zařízení respektovali do určité míry názory druhé uvedené skupiny



Obr. 13. Průběh měřicího signálu

s vědomím, že právě mezi nimi se nachází značná část potenciálních zákazníků. Lze tak soudit z toho, že přes nesporné výhody polovodičových konstrukcí zavedly některé firmy znovu do výrobního programu zesilovače elektronkové. Ojedinelé se též vyskytovaly zesilovače, jejichž nízkofrekvenční část byla osazena tranzistory a na koncových stupních byly použity elektronky.

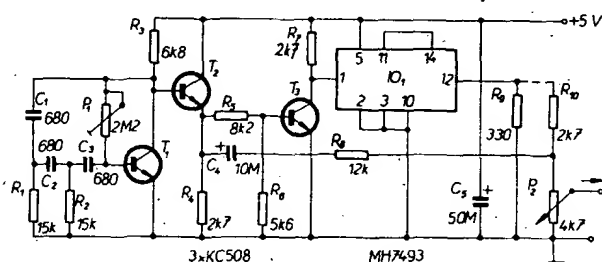
Tento stav byl ovšem neudržitelný a záhadný technický problém nakonec neodolal úsilí vývojových pracovníků, kteří dokázali určitou souvislost „tranzistorového zvuku“ a tzv. přechodového intermodulačního zkreslení. Tímto druhem zkreslení lze charakterizovat průběh přechodových jevů, vznikajících v zesilovači při skokovém vybuzení silným signálem. Bylo prokázáno, že „tranzistorový zvuk“ produkuje takové zesilovače, které se po skokové změně vstupního signálu (jejíž velikost se blíží úrovni pro plné vybuzení) dostávají do stavu, ve kterém na okamžik nereagují na vstupní signál. Tento jev je důsledkem značného zesílení v zesilovacím řetězci, které je nakonec upraveno silnou zápornou zpětnou vazbou, zavedenou z výstupu zesilovače do vstupu. Časová rychlost odezvy jednotlivých stupňů zesilovače a obvodů zpětné vazby způsobí, že po skokovém vybuzení se zpětnovazební signál dostane zpět do vstupu s určitým časovým zpožděním a v této době pracuje zesilovač se zesílením značně větším, než je tomu v ustáleném stavu. V důsledku toho přejde některý z článků zesilovacího řetězce na určitou dobu do turace a po tuto dobu není schopen zpracovávat další signály.

Po odeznění tohoto přechodového jevu pracuje zesilovač opět normálně. Čím delší je doba trvání přechodového jevu, tím větší je přechodové intermodulační zkreslení zesilovače.

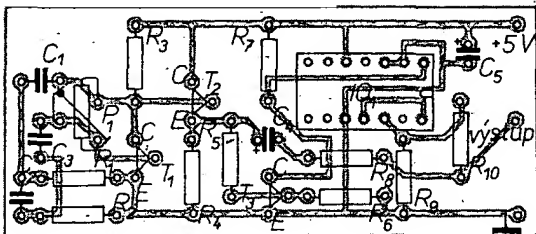
Při přenosu přivozeného hudebního signálu nastává situace z tohoto hlediska nepříznivá relativně často. Můžeme si např. představit, že velký skok na vstupním signálu způsobí zvuk bubny, ale bude-li současně hrát jiný nástroj vysoký tón, pak se právě zvuk tohoto nástroje po úderu bubny na okamžik přeruší a potom znovu nasadí. Je evidentní, že takové jevy působí v reprodukci někdy rušivě.

Z uvedených základů vychází naše konstrukce měřiče (lépe řečeno monitoru) přechodového intermodulačního zkreslení. Průběh zkušební signálu s přechodovými jevy, který přístroj generuje, je na obr. 13. Signál získáváme sečtením sinusového napětí o kmitočtu 8 kHz a napětí obdélníkovitého průběhu o kmitočtu 500 Hz. Amplituda signálu obdélníkovitého průběhu je přibližně pětikrát větší než mezivrcholové napětí signálu sinusového.

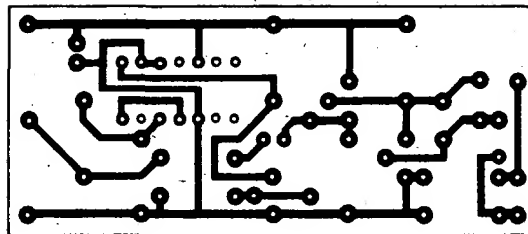
Na obr. 14 je schéma zapojení velmi jednoduchého generátoru, produkujícího



Obr. 14. Zapojení měřiče přechodového intermodulačního zkreslení



Obr. 15. Rozložení součástek měřiče přechodového intermodulačního zkreslení



Obr. 16. Obrazec plošných spojů O213 měřiče přechodového intermodulačního zkreslení

signál tvaru obr. 13. Generátor se skládá ze dvou hlavních částí. První část tvoří oscilátor sinusového signálu o kmitočtu asi 8 kHz. Jde o známé, velmi jednoduché a nenáročné zapojení s fázovacími členy RC ve zpětné vazbě. Jednoduchost spočívá především v tom, že tento druh oscilátoru nepotřebuje žádné zvláštní obvody pro stabilizaci amplitudy.

Protože nezáleží na přesném kmitočtu oscilátoru, není třeba nijak vybírat součástky ve fázovacích obvodech. Při uvádění oscilátoru do provozu postačí pouze seřadit správně jeho pracovní bod trimrem P_1 . Pro dosažení větší stability pracovního bodu oscilátoru jsme trimr P_1 zapojili z kolektoru T_1 do báze.

Na kolektoru oscilátoru je galvanicky připojen emitorový sledovač T_2 , který odděluje oscilátor od dalších obvodů a tak mu zajišťuje příznivé a neměnné pracovní podmínky.

Z výstupu oddělovacího stupně se sinusový signál oscilátoru rozděluje do dvou větví. První větev tvoří kondenzátor C_4 a odpor R_8 , přes které se výstupní signál oscilátoru přivádí na potenciometr P_2 .

Druhou cestou (přes odpor R_3) se sinusové napětí o kmitočtu 8 kHz přivádí na bázi T_3 . Tento tranzistor pracuje jako tvarovač, přeměňující napětí sinusového průběhu na obdélníkovité, které je pro následující zpracování v číslicovém obvodu MH7493 mnohem výhodnější.

Signál vystupující z obvodu MH7493 má obdélníkovitý průběh s velmi strmými hranami a s kmitočtem šestnáctkrát menším, než měl signál vstupní, tedy asi 500 Hz. Tento výstupní signál se přes odpor R_{10} přivádí na výstupní potenciometr T_2 , kde se sčítá se sinusovým signálem 8 kHz (první větev signálové cesty z oddělovacího sledovače T_2). Sečtením obou signálů dostáváme na horním („živém“) konci potenciometru P_2 signál požadovaného průběhu (tak jak je na obr. 13).

Potřebnou velikost tohoto signálu si můžeme podle citlivosti zkoušeného zesilovače „odvčít“ natočením běžce výstupního potenciometru P_2 .

Nakonec se ještě zmíníme o funkci odporu R_8 , který je zapojen z výstupu integrovaného obvodu MH7493 směrem k zemi. Jeho úkolem je zajistit konstantní napětí na výstupu obvodu po celou dobu, kdy se tento výstup nachází na úrovni log. 1. Při běžném provozu obvodu MH7493 (totéž platí i o dalších číslicových integrovaných obvodech, které pracují jako děliče kmitočtu) můžeme při kontrole výstupního signálu zjistit, že v době trvání úrovně log. 1 nesetrvává výstupní napětí po celou tuto dobu na stále přesné stejné úrovni.

Při praktické kontrole osciloskopem můžeme vidět, že první část (v našem případě u obvodu MH7493 právě polovina) průběhu při němž je na výstupu úroveň log. 1, bude asi o 5 až 10 % nižší, než druhá část (obr. 17).

Při běžném provozu číslicových obvodů tato okolnost vůbec nevadí, protože i menší výstupní úroveň je ještě stále mnohem větší, než je nejmenší přípustné napětí log. 1.

V našem případě by se však nežádáně ovlivňoval průběh zkušebního výstupního signálu měřiče. Protože nápravu tohoto ne-

dostatku zaručí jen jeden odpor, je zcela zřejmé, že se vyplatí.

Stavba a oživení měřiče

Stavba měřiče přechodového intermodulačního zkreslení je velmi nenáročná a snadno ji zvládne i začínající amatér. Při oživování a seřizování potřebujeme pouze jediný měřicí přístroj – osciloskop.

Stavbu zahájíme přípravou materiálu, především pak desky s plošnými spoji. Všechny díry v desce vyvrtáme, použijeme vrták o \varnothing 1 mm. Rozložení součástek desky je na obr. 15. Návrh plošných spojů je na obr. 16.

Pokud můžeme jednoduše změřit zesilovací činitele tranzistorů, použijeme tranzistory z tohoto hlediska kvalitnější na místě T_1 a T_3 . Na vývody z destičky pro +5 V, zem a výstupní signál použijeme vhodná pájecí očka (nejlépe tzv. narážecí). Potom do desky s plošnými spoji zapájíme všechny součástky. Tím je stavba ukončena a můžeme přikročit k oživení.

Osciloskop připojíme k emitoru tranzistoru T_2 , připojíme napájecí napětí 5 V a odporový trimr P_1 nastavíme do polohy, při níž se na osciloskopu ustálí čistý, nezkrácený sinusový signál o kmitočtu asi 8 kHz, jehož napětí (mezi vrcholy) je asi 3 V. V tomto stavu můžeme považovat funkci oscilátoru za správnou.

V dalším kroku potom překontrolujeme činnost tvarovače. Při správné funkci tohoto stupně nalezneme osciloskopem na kolektoru T_3 pravouhlé impulsy o kmitočtu 8 kHz se střídou přibližně 1:1 a s amplitudou, která je téměř rovna velikosti napájecího napětí. Tvar signálu na kolektoru tvarovače T_3 upravíme v případě potřeby snadno změnou odporu R_6 .

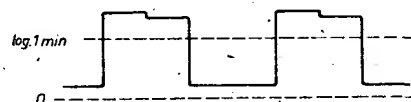
V dalším kroku zkontrolujeme průběh napětí na výstupu číslicového integrovaného obvodu MH7493. Zde musíme nalézt signál pravouhlého průběhu o kmitočtu asi 500 Hz, s rozkmitem asi 3,5 V a se střídou přesně 1:1.

Při této kontrole se přesvědčíme hlavně o tom, zda má signál v době trvání úrovně log. 1 stále stejnou úroveň bez náznaku „schůdků“ (obr. 17). Pokud by se náznak takového průběhu objevil, odstraníme jej zmenšením odporu R_8 .

Poslední kontrolou potom ověříme soulas výstupního signálu celého měřiče přechodového intermodulačního zkreslení s průběhem na obr. 13. V tomto kroku připojíme kontrolní osciloskop do společného bodu odporů R_8 a R_{10} .

Vyhodnocení přechodového intermodulačního zkreslení

Jak již bylo uvedeno, slouží uvedený měřič pouze k indikaci zkreslení v přechodových



Obr. 17. Průběh na výstupu obvodu MH7493

jevech a nelze jím tedy určovat žádné absolutní hodnoty. Tento fakt není na závadu, neboť dosud nebyla přijata a ustanovena všeobecně platná norma a definice přechodového intermodulačního zkreslení. Musíme se tedy spokojit s vyhodnocením, které je založeno na pozorování tvaru signálu uvedeného průběhu (obr. 13) po průchodu měřeným objektem (zesilovačem).

Postup při vyhodnocování je potom následující:

nejprve připojíme na vstup měřeného zesilovače výstup z našeho monitoru. Na výstup zesilovače připojíme paralelně k předepsané zátěži osciloskop a celou tuto soustavu uvedeme do činnosti.

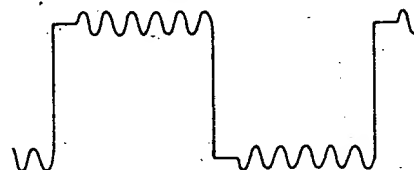
Potenciometrem regulace výstupního napětí měřiče P_2 a případně i s regulátorem hlasitosti měřeného zesilovače nastavíme jeho buzení tak, aby výstupní napětí bylo asi o 10 % menší než je napětí, při němž se začíná projevovat zkreslení omežováním výstupního signálu.

Za tohoto stavu potom sledujeme, jak nasazuje sinusový signál o kmitočtu 8 kHz v okamžiku, kdy končí vzestupná a sestupná hrana pravouhlého signálu o kmitočtu 500 Hz. V ideálním případě se nebude výstupní signál lišit od signálu budícího, který se vytváří v monitoru. Zesilovač, mající značné přechodové intermodulační zkreslení, bude mít na výstupu signál, jehož tvar je na obr. 18 (kde ovšem pro názornost je uveden jev zvyrazněn).

Vyhodnocení je tedy velmi jednoduché. Značně k tomu přispěl i způsob zapojení měřiče, v němž se pravouhlý signál 500 Hz získává dělením druhého signálu, takže oba dva signály jsou synchronní a při pozorování na obrazovce osciloskopu oba dva „stojí na místě“.

Na závěr si ještě uvedme, u jakých zesilovačů můžeme počítat s přechodovým zkreslením. Především to budou zesilovače, osazené staršími typy germaniových tranzistorů, které se vždy vyznačovaly malou šířkou přenosového pásma (hlavně výkonovou). Praktickými zkouškami jsme ověřili, že správně navržený zesilovač, osazený současnými typy křemíkových tranzistorů, dává výsledky zcela bez jakýchkoli měřitelných změn na přechodově exponovaných místech. Ke stejnému výsledku jsme dospěli při proměření konkrétních typů komerčních integrovaných zesilovačů TESLA MBA810 a MDA2020.

Rádi bychom čtenářům doporučili článek [1], který se využitím další zahraniční litera-



Obr. 18. Signál s přechodovým intermodulačním zkreslením

tury velmi podrobně zabývá příčinami, důsledky i dalšími okolnostmi kolem uvedeného druhu zkrvení. Čtenáři zde najdou i podrobnou stať, věnovanou zásadám pro návrh obvodů zesilovačů s ohledem na zajištění dobrých dynamických vlastností jako předpokladu pro vyloučení přechodového zkrvení.

Seznam součástek

Polovodičové prvky

T ₁ , T ₂ , T ₃	KC508
IO ₁	MH7493

Odpory

(TR 151, TR 112)	
R ₃	6,8 kΩ
R ₄ , R ₇ , R ₁₀	2,7 kΩ
R ₅	8,2 kΩ
R ₆	5,6 kΩ
R ₈	12 kΩ
R ₉	330 Ω

Kondenzátory keramické

C ₁ , C ₂ , C ₃	680 pF
--	--------

Kondenzátory elektrolytické

C ₄	100 μF/10 V, TE 003
C ₅	50 μF/6 V, TE 002

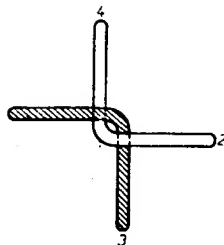
Ostatní

trimr	2,2 MΩ, TP 111
potenciometr	4,7 kΩ, TP 052
deska s plošnými spoji	0213

MĚŘENÍ TEPLOTY

Teplota je neelektrická veličina, proto patří její měření do poněkud jiné skupiny, než měření veličin elektrických. Hlavním problémem při jejím elektrickém měření (o jiném zde nebudeme hovořit) je převést její velikost na nějakou elektrickou veličinu. Dalším problémem, z hlediska měření teploty podružným, bude měření této elektrické veličiny. Snahou proto bude převést teplotu na některou dobře měřitelnou veličinu. Z tohoto důvodu se využívá nejčastěji převodu na elektrické napětí, případně odpor, což jsou veličiny v elektrotechnice velmi snadno měřitelné. Principiálně by samozřejmě bylo možné měřit teplotu pomocí převodu i na jiné elektrické veličiny, ale vzhledem k tomu, že ostatní veličiny se obvykle též měří zprostředkovaně, v praxi se těchto metod nevyužívá.

Podívejme se nejprve tedy na různé možnosti převodu teploty na různé elektrické veličiny. Jednou z velmi používaných metod elektrického měření teploty ve velmi širokém rozmezí teplot je měření pomocí termočlánků. K převodu teploty na elektrické napětí se využívá termoelektrického jevu. Princip této metody tkví ve faktu, že přiložíme-li k sobě dva různé kovy, vznikne na nich rozdíl napětí, kterému se říká kontaktní (stykový) potenciál. Kontaktní potenciál je dosti značně závislý na teplotě, takže jeho teplotních změn lze využít k měření teploty. Kontaktní potenciál jako takový nemůžeme změřit, neboť v každém uzavřeném obvodu se všechny kontaktní potenciály vypořádají a zafadili-li bychom do obvodu voltmetr, neukázal by žádnou výchylku. Situace se však změní, dáme-li spoj kovů do prostředí s jinou teplotou. Kontaktní potenciál se změní, kdežto kontaktní potenciály ve zbytku obvodu zůstanou stejné a voltmetr ukáže výchylku. V nejjednodušších případech využíváme prostého spoje dvou drátků z různých kovů, na nichž pak měříme rozdíl napětí. Měřené napětí pak vlastně odpovídá rozdílu teplot spoje a voltmetru.



Obr. 19. Schématický náčrt termokříže

Tohoto uspořádání se používá při měření střídavého proudu „termokřížem“. Jednou větví termokříže prochází proud, čímž se spoj ohřívá a na druhé větvi vzniká napětí. Praktická uspořádání jsou různá, příklad je na obr. 19. Měřený proud prochází mezi body 1 a 2, mezi body 3 a 4 se připojují milivoltmetr (výstupní napětí termokříže je maximálně 15 až 20 mV). Zdánlivě se tento příklad nehodí mezi měření teploty, ale v tomto případě je měření teploty vlastně prostředkem k přímému měření efektivní hodnoty střídavého proudu, neboť ta je definována tak, že je rovna proudu stejnosměrnému, který má stejné tepelné účinky.

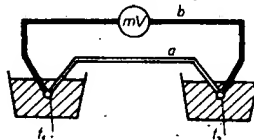
Pro přesná měření se většinou používá dvojitého termočlánku, jehož uspořádání je na obr. 20. Spoj se použije dva, jeden z nich se vloží do prostředí se známou teplotou, druhý do prostředí měřeného. Při rozdílných teplotách obou spojů se na měřidle objeví napětí, jehož velikost závisí jednak na volbě kovů a a b, jednak na rozdílu teplot obou spojů. Závislost tohoto napětí na rozdílu teplot je nelineární, jeho velikost pro různé dvojice kovů je tabelována. Pro praktické použití se většinou vystačí s kvadratickou závislostí:

$$E = A + B(t_2 - t_1) + C(t_2 - t_1)^2 \quad (4),$$

kde E je termoelektrické napětí, $t_2 - t_1$ teplotní rozdíl mezi oběma spoji, A , B a C jsou konstanty, závislé na použité dvojici kovů. Nejpožívanějšími kovy pro konstrukci termočlánků jsou kombinace měď–konstantan, železo–konstantan, chrom–nikl–nikl apod. Jako prostředí s referenční teplotou se nejčastěji používá směs ledu a destilované vody, jejíž teplota je velmi přesně 0 °C.

Výhodou termočlánků je možnost pracovat ve velmi širokém rozmezí teplot (při použití speciálních slitin až do 3000 °C), velká přesnost těchto měření (např. článek platina–platina +10 % rhodia je normou určen jako kalibrační teploměr pro rozsah teplot 630,5 až 1063 °C). Další výhodou tohoto měření je malá tepelná kapacita čidel, tím i malá tepelná setrvačnost a malé ovlivňování měřeného prostředí, vzhledem k malým rozměrům lze měřit i na relativně málo přístupných místech. Další výhodou je možnost amatérské realizace některých druhů termočlánků, např. měď–konstantan. K realizaci termočlánku stačí vodivě spojit dva dráty z uvedených kovů, k měření stačí stejnosměrný milivoltmetr.

Hlavní nevýhodou této metody je nutnost při přesnějších měřeních použít referenční prostředí s velmi přesně udržovanou teplotou a mimoto fakt, že při některých měřeních se může negativně projevit tepelná vodivost přírodních drátů přílišným obvodem tepla.



Obr. 20. Měření teploty termočlánkem

Termočlánky se cejchují tak, že měříme při třech různých teplotách a pomocí vztahu (4) vypočteme konstanty A , B a C , případně je učíme z tabulek. Napětí se měří milivoltmetrem, jehož stupnici můžeme cejchovat přímo ve stupních Celsia.

Další velkou skupinou elektrických teploměrů jsou teploměry odporové. Elektrický odpor je veličina, která velmi značně závisí na teplotě u velkého množství materiálů. Tohoto faktu, který je velmi rušivý při výrobě např. přesných a stabilních odporů, se při měření teploty využívá velmi často. V zásadě existují dva základní typy odporových teploměrů – kovové a polovodičové. Mechanismus změny elektrického odporu v závislosti na teplotě je zásadně odlišný, proto je i tato závislost různá. U kovů prakticky nezávisí počet volných nosičů náboje (elektronů) na teplotě, závisí na ní však ztráty energie při srážkách elektronů s krystalovou mříží, neboť při rostoucí teplotě se zvětšují tepelné kmity mříže, čímž se zvětšují ztráty a tím i odpor. Závislost je v prvním hrubém přiblížení lineární. Pro přesnější měření se v praxi za dostatečnou aproximaci považuje vyjádření závislosti pomocí kvadratického členu. Závislost pak má tvar:

$$R = R_0(1 + At + Bt^2),$$

kde R_0 je odpor při nulové teplotě, A a B jsou materiálové konstanty, které se určují při cejchování, t je teplota.

U polovodičových materiálů je na teplotě závislý počet volných nosičů náboje, který je na teplotě závislý exponenciálně, a s teplotou se zvětšuje. Proto se i odpor s teplotou zmenšuje a závisí na teplotě exponenciálně. Přibližný vztah pro závislost odporu na teplotě u termistoru, jak se polovodičovým odporům říká, má tvar:

$$R = AT^B e^{\frac{B}{T}}$$

A , B a C jsou materiálové konstanty; B je kladné, C je velmi malé číslo, kladné nebo záporné, T je v tomto případě teplota v kelvinech (tzn. při teplotě absolutní nuly je odpor nekonečný).

Odporové teploměry jsou v současné době nejpoužívanějšími elektrickými teploměry. Obě skupiny, tak jak jsme o nich hovořili, mají své výhody. Kovové teploměry jsou velmi přesné – nejvhodnějším materiálem je platina pro svou chemickou netečnost, vysoký bod tání a velký odpor teplot, za nichž se teplotní součinitel mění jen zvolna. Odpor platinového teploměru je udán teplotními normy, odchylky od absolutní termodynamické stupnice v hodnotách odporu jsou řádu setin stupně. Pochopitelně lze použít pro odporové teploměry i jiné kovy, které mají větší teplotní součinitel a jsou levnější (např. měď, pro velmi nízké teploty olovo).

Termistory mají velkou výhodu ve velké citlivosti díky exponenciální závislosti odporu na teplotě. Při zvýšení teploty asi o 200 stupňů se odpor zmenší o několik řádů, oproti např. platinovému teploměru, u něhož se odpor zvětší ve stejném teplotním rozsahu asi na dvojnásobek. Tak je možno rozlišit termistorem až 10⁻⁵ stupně Celsia.

Další velkou výhodou termistorů je, že je lze vyrábět ve velmi malých rozměrech, takže mají velmi malou tepelnou kapacitu a tím i malou setrvačnost. Hlavní nevýhodou termistorů je z exponenciální závislosti plynoucí obtížné cejchování stupnice takového teploměru.

Termistory se používají v praxi pro měření teploty velmi často, speciálně pokud je požadována velká citlivost. Velké citlivosti se s výhodou využívá při konstrukci termostátů, u nichž na druhu závislosti příliš mnoho

nezáleží, ale u nichž se využívá velké změny odporu i při malých změnách teploty.

Dalším polovodičovým prvkem, který se k měření teploty používá, je přechod p-n, neboli polovodičová dioda. Jak již bylo řečeno u termistoru, předurčuje princip vedení elektrického proudu v polovodičích všechny polovodičové prvky k značné závislosti elektrických parametrů na teplotě. Tohoto, v případě složitějších polovodičových obvodů tak nepříznivého jevu, lze výhodně využít při měření teploty. Po termistoru, který vlastně představuje nejjednodušší polovodičovou součástku, jaká vůbec může existovat – odpor, jehož odporová vrstva (nebo celé tělísko) je zhotovena z vhodného polovodičového materiálu, je tedy v pořadí další velmi jednoduchou polovodičovou součástkou prostý spoj dvou různých typů polovodiče, přechod p-n. Takto vzniklý spoj má diodovou charakteristiku, tj. vodivost v jednom směru je mnohem větší než ve směru opačném.

Přesto, že jde o velmi jednoduchý elektronický prvek, přesné vyčíslení voltampérové charakteristiky je velmi obtížné a k vysvětlení základních vlastností přechodu p-n existují poměrně složité teorie. Jedním z nejjednodušších vyjádření závislosti proudu diody na napětí je prostý exponenciální vztah mezi proudem a napětím:

$$I = I_0 \left[e^{\frac{qU}{kT}} - 1 \right]$$

kde I je proud diody, I_0 je nasycený proud v závěrném směru, U je napětí na diodě, q náboj elektronu, n konstanta, závislá na technologii (může být 0,5 až 1), T absolutní teplota. Tento vzorec poměrně dobře aproximuje vztah mezi napětím na diodě a proudem, který jí prochází, ale již při zkoumání vlivu jiných činitelů docházíme k rozporu s experimentem. Tak např. vyjádříme-li napětí v závislosti na proudu a teplotě, dostaneme:

$$U = \frac{kT}{nq} \ln \left(\frac{I + I_0}{I_0} \right) \quad (5);$$

vidíme, že na rozdíl od skutečnosti podle tohoto vztahu by se napětí mělo zvětšovat s teplotou. Proto se pro vyjádření teplotní závislosti používají složitější vzorce, které vycházejí ze složitějších teorií. V literatuře jsou uvedeny různé vztahy pro napětí, pro naše účely vystačíme se vztahem, převzatým z [4], který má tvar:

$$U = U_g \left(1 - \frac{T}{T_0} \right) + \frac{kT}{nq} \ln \left(\frac{I}{I_0} \right).$$

V tomto vztahu je U_g napětí, které je pro křemík asi 1,1 V. Z tohoto vztahu již vychází teplotní součinitel napětí v propustném směru tak, jak byl změřen. Podstatné je, že i z tohoto vztahu vidíme, že při konstantním proudu je napětí lineárně závislé na teplotě. Po dosažení skutečných hodnot do tohoto vztahu dostáváme teplotní součinitel asi -2 mV na stupeň, což přesně odpovídá naměřeným údajům. Ještě přesnější vztah je uveden v [2] a má tvar (vzorec platí pro konstantní proud):

$$U = \left(1 - \frac{T}{T_0} \right) U_g + U_{F0} \frac{T}{T_0} + \frac{kT}{q} \ln \frac{T}{T_0} + \\ = (m-1) \frac{kT}{q} \left(1 + \frac{T}{T_0} \right).$$

V tomto vztahu je U_{F0} úbytek napětí při teplotě T_0 . Tento vztah již zavádí nelineární členy, současně však je vidět, že jejich vliv je tak malý, že se při běžném rozmezí teplot a při běžných metodách měření napětí neuplatní.

Kromě lineární závislosti napětí na teplotě při konstantním proudu diodou má tato měřicí metoda tu velkou výhodu, že se při ní převádí měření teploty na měření napětí, což je měření velmi snadné.

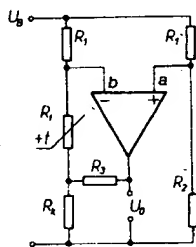
Možnost číslicového měření teploty

Základním problémem číslicového měření jakékoli veličiny je možnost lineárního převodu na veličinu, kterou máme číslicově měřit (např. čas, napětí, kmitočet apod.), případně přímý převod do číslicové formy. Tento problém obzvláště vystupuje u měření neelektrických veličin, jejichž lineární převod na veličiny elektrické není vždy jednoduchý. To se samozřejmě týká i teploty.

Z předešlých úvah je zřejmé, že k číslicovému měření z tohoto hlediska je nejvhodnější použít přechod p-n, neboť při průchodu konstantního proudu se chová polovodičová dioda vlastně jako lineární převodník teplota – napětí. Tato metoda se skutečně často používá při číslicovém měření teploty. Takové čidlo má však nevýhodu v tom, že přechody p-n většinou vzhledem k vlastnostem polovodičových materiálů a technologii výroby nesmí být zahřáty na více než 150°C , výjimečně 200°C . Proto při vyšších teplotách je třeba měřit jiným způsobem.

Pro vyšší teploty je vhodné použít odporové teploměry. Podle vztahu, který byl uveden výše, je však zřejmé, že tento druh čidel je již nutno linearizovat, zvláště je-li požadavek měřit v širším teplotním rozmezí.

Jako příklad řešení takového problému bych uvedl způsob linearizace odporového teploměru, která byla uvedena v [3]. Jedná se o linearizaci platinového teploměru. K měření změn odporu odporového teploměru se nejčastěji používá Wheatstoneův můstek v různých formách. Pro přímé vyhodnocení je nevhodnější použít ho v zapojení, v němž je automaticky kompenzován. Takové zapojení je na obr. 21.



Obr. 21. Schéma automaticky kompenzovaného Wheatstoneova můstku

Wheatstoneův můstek je tvořen odpory R_1 , R_2 , R_3 a R_4 . K automatickému vyvážení můstku slouží operační zesilovač. Dojde-li totiž k rozvážení můstku vlivem změny odporu R_1 , objeví se rozdíl napětí mezi body a a b na vstupu operačního zesilovače. Tento

rozdíl vyvolá změnu výstupního napětí zesilovače tak, že se změni proud tekoucí odporem R_k a tato změna působí proti změně, způsobené změnou odporu R_1 . Je-li zesílení zesilovače dostatečně velké (což u operačních zesilovačů bývá splněno), bude se napětí v bodech a a b udržovat stálé, čímž bude můstek stále vyvážen. Napíšeme-li odpor R_k ve tvaru:

$$R_k = R_0 + \Delta R_k,$$

bude napětí na výstupu operačního zesilovače za uvedených předpokladů:

$$U_0 = U_B \Delta R_k \frac{R_k + R_3}{R_k(R_1 + R_2)} - U_B \frac{R_k}{R_1 + R_2}.$$

Z tohoto vztahu je zřejmé, že napětí na výstupu je úměrné změnám odporu. Vzhledem k tomu, že závislost změny odporu na teplotě je nelineární, dopustili bychom se při takovém měření chyby, která závisí na míře nelinearity závislosti odporu na teplotě a na teplotním rozmezí, ve kterém bychom chtěli měřit. Tak např. pro platinový teploměr je podle uvedeného pramenu při zanedbání kvadratického členu chyba při teplotě 200°C (při kalibraci při 0°C) asi -6°C , při 400°C asi -24°C a při 600°C asi -54°C . Překalibrujeme-li teploměr tak, aby lineární křivka protínala skutečnou ve dvou bodech, lze chybu zmenšit tak, že např. v rozmezí 0 až 200°C bude chyba přibližně $\pm 1,4^\circ\text{C}$ a v rozmezí 0 až 600°C asi $\pm 11^\circ\text{C}$.

Aby se tato chyba zmenšila, je nutno brát v úvahu kvadratický člen v závislosti odporu na teplotě a realizovat takovou kompenzaci, aby výsledné napětí respektovalo tuto závislost. Podíváme-li se na závislost výstupního napětí zesilovače, vidíme, že kromě obvodových prvků závisí na napájecím napětí U_B . Zavedeme-li tedy zpětnou vazbu tak, že část výstupního napětí U_0 použijeme k regulaci napětí U_B s koeficientem k , narušíme lineární převodu mezi R_k a U_0 . Bude platit:

$$U_B = U_{B0} + kU_0$$

a tedy též:

$$U_0 = U_{B0} \frac{\Delta R_k M}{1 - k \Delta R_k M}$$

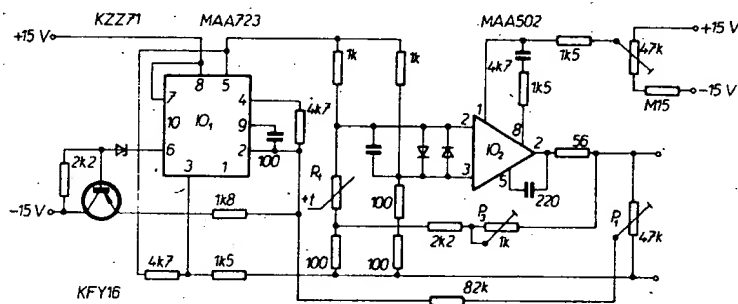
$$\text{kde } M = \frac{R_v + R_3}{R_k(R_1 + R_2)}$$

Dosadíme-li za R_k vztah, vyjadřující závislost na teplotě, dostaneme:

$$U_0 = U_{B0} \frac{(At + Bt^2)R_0 M}{1 - k(At + Bt^2)R_0 M}$$

Vidíme, že tvar závislosti je takový, že neexistuje takové k , aby U_0 bylo lineárně závislé na teplotě, ale lze zvolit k tak, aby se závislost lišila od lineární jen nepatrně. Podrobný výpočet je uveden ve zmíněném pramenu. Výsledkem tohoto výpočtu je vztah, určující k v závislosti na materiálových konstantách A a B a teoretickou odchylkou od linearity při použití této metody.

Na obr. 22 je uvedeno schéma celého převodníku. Obsahuje jeden operační zesilovač.



Obr. 22. Příklad zapojení linearizovaného odporového teploměru

vač v zapojení podle obr. 21 a integrovaný stabilizátor napětí MAA723. Integrovaný obvod MAA723 je použit jako zdroj referenčního napětí U_0 . Zpětná vazba je vedena přes potenciometr P_1 a odpor $82\text{ k}\Omega$ do invertujícího vstupu stabilizátoru napětí. Potenciometrem P_1 se nastavuje záporná zpětná vazba tak, aby změny odporu R_1 byly kompenzovány a můstek byl správně vyvážen, plynoucí veličností napětí, je dnes běžně realizováno s velkou přesností, zvětšují se tedy i nároky na převodníky, aby mohlo být této přesnosti využito. Především ukázka svědčí o tom, že cesty existují, ale většinou již nevystačíme s prostým převodem, ale jsou nutné různé linearizační postupy.

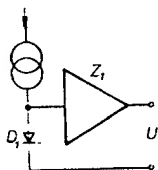
Na tomto případě je vidět, s jakými obtížemi se může setkat převod neelektrické veličiny na elektrickou, pokud požadujeme určitou míru linearitu. Vzhledem k tomu, že číselnicové měření některých elektrických veličin, jmenovitě napětí, je dnes běžně realizováno s velkou přesností, zvětšují se tedy i nároky na převodníky, aby mohlo být této přesnosti využito. Především ukázka svědčí o tom, že cesty existují, ale většinou již nevystačíme s prostým převodem, ale jsou nutné různé linearizační postupy.

Vratme se však k diodovým měřičům teploty. Spokojíme-li se s jejich omezeným teplotním rozsahem, který je dán povoleným teplotním rozmezím, ve kterém se mohou polovodičové součástky všeobecně používat, je možnost využít diodového teploměru jednou z nejschůdnějších metod číselnicového měření teploty. Použití diody jako čidla je navíc velmi výhodné z toho důvodu, že polovodičové diody se vyrábějí ve velmi rozmanitém sortimentu co do tvaru, velikosti, materiálu pouzdra apod. Je tak možno realizovat různé tvary a velikosti měřicích čidel s ohledem na různé konkrétní oblasti použití. Navíc, jak si později ukážeme, je poměrně jednoduché standardizovat jednotlivá čidla (sondy) tak, že i s různými druhy diod lze s jedním a tímž teploměrem měřit bez překalibrování.

Kromě běžných diod lze použít i přechody p-n tranzistorů. Při použití tranzistoru se používá přechod báze-emitor, pro který v plné míře platí závěry, které jsme vyvodili pro polovodičovou diodu (vlastně to není nic jiného). Teoreticky lze použít jakoukoli polovodičovou diodu, v praxi se nejčastěji používají diody křemíkové pro svou větší dlouhodobou stabilitu.

Jak tedy bude vypadat číselnicový měřič teploty? Všechny metody, které jsme dosud vyjmenovali, používaly převod teplota – napětí. Číselnicový měřič teploty se tedy bude skládat z převodníku teplota – napětí a z číselnicového voltmetru. Číselnicový teploměr tedy bude výhodně realizovat jako doplněk k číselnicovému voltmetru, neboť použití voltmetru výhradně k měření teploty není příliš ekonomické.

Podívejme se nyní na převodník teplota – napětí s polovodičovou diodou. Blokové schéma takového převodníku je na obr. 23. Jako teplotní čidlo je použita dioda D_1 . Je napájena v propustném směru proudem I . Napětí na této diodě se snímá a zesilovačem Z_1 upravuje tak, aby výstupní napětí odpovídalo požadovanému rozsahu teplot a vstupní citlivosti voltmetru. Vidíme, že principiální zapojení takového převodníku je velmi jednoduché,



Obr. 23. Blokové schéma diodového převodníku teplota – napětí

je však třeba zjistit, jaké nároky jsou kladeny na jednotlivé součásti obvodu, aby byla zachována přesnost měření v požadovaných mezích.

Nejprve se pokusíme odvodit vliv případných nestabilit proudového zdroje na změny napětí na diodě při konstantní teplotě. V této úvaze vystačíme s nejjednodušším vyjádřením velikosti proudu na napětí a odtud plynoucí velikosti napětí. Vliv malých změn proudu na napětí na diodě odhadneme tak, že výraz (5) zderivujeme podle I při konstantní teplotě:

$$\left(\frac{\partial U}{\partial I}\right)_T = \frac{kT}{nq} \frac{1}{I + I_0}$$

Nahradíme-li diferenciály odchylkami a zanedbáme-li I_0 , který je mnohem menší než I , dostaneme pro závislost změn napětí na změnách proudu vztah:

$$\Delta U = \frac{kT}{nq} \frac{\Delta I}{I}$$

Vidíme, že poměr $\Delta U/I$ je relativní změna proudu – tedy změna napětí závisí pouze na relativní stálosti proudu, nikoli na jeho pracovní velikosti.

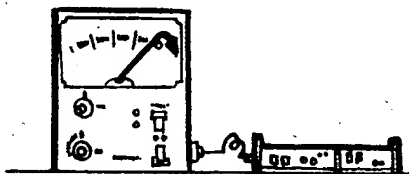
Pro $T = 300^\circ\text{K}$ (asi 27°C) a $n = 0,5$ dostaneme, že:

$$\Delta U [\text{V}] = 5,2 \cdot 10^{-2} \cdot \Delta I/I$$

Tedy změníme-li proud např. o 1 %, změni se napětí asi o 0,5 mV. Vzhledem k tomu, že změna napětí, odpovídající změně teploty o 1°C je asi 2 mV, je tedy tato změna ekvivalentní změně teploty asi o $0,25^\circ\text{C}$. Chceme-li tedy indikovat teplotu na $0,1^\circ\text{C}$, což je běžné u všech měřičů teploty, které měří v rozsahu zhruba $\pm 100^\circ\text{C}$, budeme muset proud stabilizovat s větší přesností než 1 %. Na zdroj proudu jsou tedy kladeny poměrně přísné požadavky.

Další součástí převodníku je zesilovač. Aby teploměr ukazoval přímo teplotu např. ve $^\circ\text{C}$, musí mít zesilovač několik vlastností současně. Především musí posouvat stejnosměrnou úroveň tak, aby nulové teplotě odpovídalo nulové napětí na výstupu. Dále musí zesílit napěťové změny tak, aby výstupní napětí odpovídalo vstupní citlivosti voltmetru. Tak např. pro výstupní napětí se strmosti $100\text{ mV}/^\circ\text{C}$ je potřebné zesílení asi 50. V tomto případě bude tedy voltmetr ukazovat desetinu teploty ve $^\circ\text{C}$ a teplotě 100°C bude odpovídat na výstupu napětí $\pm 10\text{ V}$.

Podívejme se ještě na požadavky, kladené na zesilovač z hlediska stejnosměrných parametrů. Napěťový drift se projeví jako změna napětí na diodě, proudový drift jako změny proudu diodou. O vlivu nestabilit proudu jsme již hovořili, soustředíme se na vliv napěťového driftu. Změna teploty o 1°C způsobí změnu napětí na diodě zhruba o 2 mV. Chceme-li tedy udržet stabilitu lepší než $0,1^\circ\text{C}$, musíme zaručit, aby drift byl menší než 0,2 mV. Vzhledem k tomu, že teplotní drift většiny operačních zesilovačů, které jsou k dispozici na našem trhu, je $10\text{ }\mu\text{V}/^\circ\text{C}$ (zaručovaná hodnota) a tedy při změně vnější teploty o 20°C je již driftu 0,2 mV dosaženo, je třeba při požadavku práce v okolní teplotě v rozmezí $\pm 10^\circ\text{C}$ nebo větším vybírat zesilovač podle driftu. Uvedený údaj je zaručován jako maximální velikost, typická je např. u typu MAA502

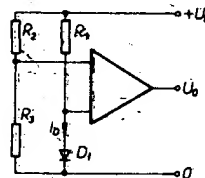


pětikrát lepší, určitě by tedy bylo možno vybrat kusy, jejichž drift by se blížil k desetině zaručované údaje, což dává o řád lepší parametry pro náš zesilovač. Upozorňuji, že tento teplotní rozsah nemá nic společného s měřicím rozsahem, že se jedná o teplotu, v níž je zesilovač Z_1 provozován.

Konkrétní možnosti zapojení diodových teploměrů

V předchozím odstavci jsme si ukázali, jak vypadá principiální zapojení diodového teploměru a jaký je vliv parametrů jednotlivých prvků zapojení na přesnost převodníku teplota – napětí. Údaje byly uvedeny za poměrně zjednodušených předpokladů, je proto nutné dívat se na ně jako na informativní a v konkrétním případě počítat s určitou rezervou. Podle požadavků na měření teploty pak můžeme navrhnout jednotlivé prvky zapojení. Podívejme se nyní na některá konkrétní zapojení převodníků pro různé požadavky na přesnost měření teploty.

Poměrně jednoduché zapojení, které však vyhoví pro většinu běžných aplikací, je na obr. 24. Zdroj proudu je zde nahrazen



Obr. 24. Principiální zapojení jednoduchého měřice teploty

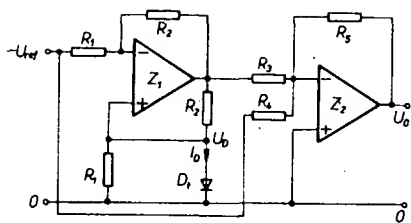
velkým odporem (R_1). Aby byla zachována určitá přesnost, musí být napětí U_0 tak velké, aby mohl být R_1 dostatečně velký. Podle [4] při proudu diodou $100\text{ }\mu\text{A}$ postačuje pro běžné aplikace napětí větší než 5 V. Odhadneme-li chybu, kterou při tomto napětí a proudu děláme, bude tato chyba dána změnou napětí na diodě. Tak např. při rozdílu teplot 100°C bude změna napětí na diodě zhruba 200 mV, což vyvolá změnu proudu tekoucího diodou asi o 4 %, což vyvolá odchylku, odpovídající rozdílu menšímu než 1°C , tedy zhruba 1 % čteného údaje. Tato přesnost bude ve skutečnosti o něco lepší, neboť tento rozdíl může být zmenšen překalibrováním tak, že teploměr kalibrujeme ve dvou bodech – odchylka pak bude menší, než kdybychom kalibrovali v jednom bodě a podle teplotní závislosti (tomuto případu odpovídá výpočet chyby).

Dělič z odporů R_2 a R_3 slouží ke kompenzaci úbytku napětí na diodě tak, aby při zvolené teplotě bylo na vstupu zesilovače nulové napětí (a tím pádem i na výstupu).

Mezi výstup děliče a anodu diody je připojen vstup diferenciálního zesilovače, který zesiluje napětí na potřebnou úroveň. Je výhodné, aby zesilovač měl proměnný zisk pro přesné nastavení výstupního napětí při kalibraci.

Nevýhodou tohoto zapojení je kromě výše zmíněného vlivu konečné hodnoty odporu R_1 i fakt, že výstup z diody je připojen přímo na vstup zesilovače a tedy vstupní odpor zesilovače se negativně projevuje na měření. Je tedy třeba použít zesilovačů s velkým vstupním odporem – většinou se používají operační zesilovače.

Uvedené nevýhody odstraňuje zapojení podle obr. 25. Jako zdroj proudu je použito zapojení s operačním zesilovačem. Toto zapojení odstraňuje obě uvedené nevýhody předchozího zapojení (nebo lépe řečeno podstatně je omezuje). Nejprve se podívejme na proud tekoucí diodou I_D . Označíme-li si napětí na výstupu operačního zesilovače jako U_1 , bude platit:



Obr. 25. Principiální zapojení dokonalejší verze měřiče teploty

$$I_D = \frac{U_1 - U_D}{R_2} - \frac{U_D}{R_1}$$

Současně však za předpokladu, že zesílení operačního zesilovače je nekonečné, je na jeho druhém vstupu též napětí U_D a proud tekoucí odporem R_1 musí být stejný, jako proud tekoucí odporem R_2 a tedy platí:

$$\frac{U_1 - U_D}{R_2} = \frac{U_D + U_{ref}}{R_1} \Rightarrow I_D = \frac{U_{ref}}{R_1}$$

Vidíme, že proud tekoucí diodou nezávisí na U_D , ale pouze na R_1 a U_{ref} , proud diodou je tedy konstantní a je udržován s přesností zdroje referenčního napětí. Z uvedených dvou vztahů si můžeme též vypočítat U_1 a dostaneme:

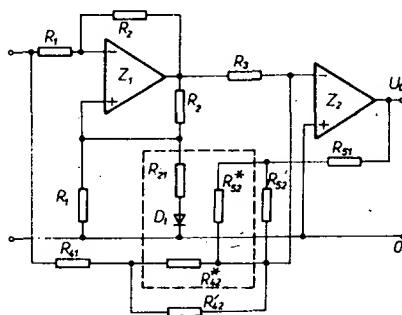
$$U_1 = U_D \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) + \frac{R_2}{R_1} U_{ref}$$

Vidíme, že napětí na výstupu operačního zesilovače je lineárně závislé na napětí na diodě, zůstane tedy zachován tvar teplotní závislosti, pouze se nepatrně změní teplotní součinitel a počáteční napětí. Podstatným výsledkem je však fakt, že vstup následujícího zesilovače nemusíme připojovat přímo na diodu, ale na výstup operačního zesilovače, kde je výstupní odpor velmi malý (při výpočtech zesilovačů s OZ se obvykle uvažuje jako rovný nule). Další zesilovač tedy může být navržen s poměrně malým vstupním odporem, což při větších zesíleních, která jsou obvykle požadována, zmenšuje nároky na vstupní proud operačního zesilovače a zvětšuje stabilitu celého zařízení. Navíc má toto zapojení tu výhodu, že referenční napětí má opačnou polaritu než napětí na diodě, takže napětí na diodě lze kompenzovat jednodušeji než v předchozím případě, kdy bylo nutno použít diferenční zesilovač. Zde stačí použít zesilovač součtový, u kterého se snáze nastává zesílení. V daném zapojení se napětí kompenzuje odporem R_4 , jehož velikost se nastaví tak, aby při zvolené teplotě bylo napětí na výstupu zesilovače nulové. Zesílení zesilovače se nastavuje odporem R_5 . Toto zapojení za cenu použití jednoho operačního zesilovače navíc umožňuje dosáhnout lepší přesnosti a přitom v jistém směru kladě menší nároky na kvalitu použitých operačních zesilovačů. Kromě toho umožňuje jednodušeji pracovat s jednotlivými prvky zapojení a tím snáze nastavovat celé zařízení.

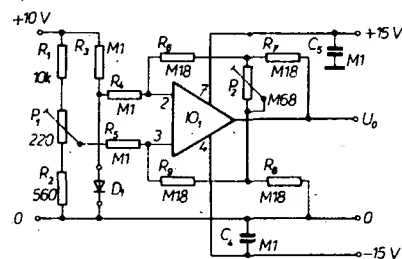
Zamyslíme-li se nad oběma zapojeními, dojdeme k závěru, že pokud se týká přesnosti měření teploty pro běžné účely, vyhoví zapojení podle obr. 24, neboť v běžné amatérské praxi málokdy potřebujeme měřit teplotu s přesností $0,1^\circ\text{C}$, čímž je ovšem myšlena absolutní přesnost, tedy odchylka od absolutně přesné teploty. Nehledě na tento fakt, dalším činitelem, který prakticky vylučuje měření s takovou přesností, je fakt, že se nepodaří v běžné amatérské praxi teploměr tak přesně zkalibrovat. Na druhé straně však i toto zapojení dokáže rozlišit dvě teploty s přesností např. $0,1^\circ\text{C}$. Měření rozdílu teplot bude velmi přesné a nebude prakticky odlišné od složitějšího zapojení. Tento fakt je

běžný i u profesionálních číslicových teploměrů. Např. teploměrné sondy, dodávané k číslicovým multimetrům Philips, typu PM 2513, měří teplotu s rozlišením $0,1^\circ\text{C}$ v teplotním rozsahu od -60 do $+200^\circ\text{C}$, ale zaručovaná přesnost je 1% údaje $\pm 1^\circ\text{C}$, tedy např. při měření teploty 100°C je zaručovaná tolerance $\pm 2^\circ\text{C}$, při teplotě 20°C je to $\pm 1,2^\circ\text{C}$. Takovéto zařízení jistě nepatří ke špičkovým výrobkům tohoto druhu, ale je vidět, že výrobce vychází z podobného předpokladu, jaký jsme uvedli výše, tj. ze snahy dosáhnout relativně velkého stupně rozlišení, i když metoda neumožňuje zdaleka takovou absolutní přesnost měření. Zapojení podle obr. 25 minimalizuje chyby měření, způsobené vlastním převodníkem a kromě toho, jak již bylo řečeno dříve, kladě v některých ohledech (hlavně pokud se týká vstupního proudu OZ) menší nároky na výběr použitelných operačních zesilovačů. Bude se hodit všude tam, kde se vyžaduje větší přesnost a stabilita celého zařízení. Další výhodou tohoto zapojení je možnost využít jako teplotních čidel různých diod. Dá se předpokládat, že bude-li někdo konstruovat teploměr s číslicovým zobrazením, uvítá možnost připojit k zařízení různé sondy tak, aby pro všechny sondy zůstal údaj na měřidle pravdivý. Jednotlivé diody se totiž od sebe liší nejen napětím v propustném směru, ale i součinitelem teplotní závislosti. Podle [4] lze k tomuto účelu používat párované varikapky KB105 až 109, které jsou pro měření teploty vhodné i z jiných důvodů. Jejich párování podle střídavých charakteristik totiž zaručuje jejich výborný souběh i co do stejnosměrných parametrů, jmenovitě též teplotní závislosti. Toto řešení je sice nejjednodušší, ale má též svá omezení, např. již v tom, že největší prodávané soubory párování varikapů jsou čtveřice diod KB109, čímž je omezen jejich počet. Kromě toho pro některé aplikace nemusí tyto varikapky vyhovovat svým tvarem a velikostí a použití různých tvarů sond by jistě rozšířilo možnosti přístroje.

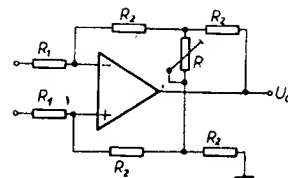
Upravíme-li zapojení podle obr. 25 na tvar podle obr. 26, nabízí se možnost korigovat odchylky jednotlivých diod kalibračními zařízeními s konkrétní sondou. Odpor R_4 z obr. 25, který sloužil ke kompenzaci napětí na diodě při nulové teplotě, se rozdělí na R_{41} a R_{42} , přičemž R_{42} je tvořen paralelní kombinací



Obr. 26. Úprava zapojení z obr. 25



Obr. 27. Praktické zapojení jednoduchého převodníku teplota - napětí



Obr. 28. Zapojení rozdílového zesilovače, použitého v zapojení na obr. 27

odporů R'_{42} a R^*_{42} . Umístíme-li R^*_{42} do teplotní sondy (např. do přívodního konektoru), můžeme změnou jeho velikosti korigovat drobné odchylky napětí na diodě v propustném směru. Větší odchylky se dají korigovat zařazením sériového odporu k diodě (ve schématu označen R_{21}). Vzhledem k tomu, že je dioda napájena stále stejným proudem, je úbytek na tomto odporu konstantní, takže odpor nemá žádný vliv na tvar teplotní charakteristiky, pouze posouvá napětí na výstupu operačního zesilovače o určitou velikost.

Praktická zapojení přídávky k měření teploty k číslicovému voltmetru

V předchozích odstavcích jsme si podrobně probrali požadavky na jednotlivé prvky převodníku teplota - napětí a jejich principiální zapojení, můžeme tedy přejít k praktickým aplikacím.

Na obr. 27 je schéma praktického zapojení převodníku, který vychází ze schématu z obr. 24. Jako zdroj proudu je použit odpor R_3 , který zabezpečuje proud diodou asi $100\text{ }\mu\text{A}$. Odpory R_1 , R_2 a P_1 tvoří napěťový dělič, kterým se kompenzuje napětí na diodě v propustném směru. Dělič je navržen tak, aby na běžném potenciometru bylo možno nastavit napětí zhruba v rozmezí $0,5$ až $0,7\text{ V}$, což umožňuje nejen vykompenzovat vliv různého napětí diod, ale i případně posunout nulu měřidla na různé teploty, pokud není požadavek, aby teplotě 0°C odpovídalo nulové napětí na výstupu. Napěťový posuv na diodě je realizován diferenčním zesilovačem, který je realizován operačním zesilovačem. Principiální zapojení zesilovače je na obr. 28, jeho zesílení je dáno vztahem

$$A = \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) \frac{R_2}{R_1}$$

Změnou odporu R je tedy možno měnit rozdílový zisk tohoto zesilovače.

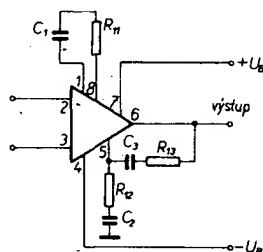
Zesilovač v popisovaném převodníku je navržen pro zesílení asi 5, tedy vzhledem k typické teplotní závislosti napětí na diodě - asi $-2\text{ mV}/^\circ\text{C}$ - bude dávat na výstupu napětí $10\text{ mV}/^\circ\text{C}$. Toto napětí se přesně nastaví potenciometrem P_2 při kalibraci. Takové výstupní napětí bylo zvoleno proto, že i nejjednodušší číslicové voltmetry mají obvykle rozsah 1 V s měřením po 1 mV , takže připojením tohoto převodníku na vstup voltmetru vznikne číslicový teploměr, který bude měřit na základním rozsahu teploty v rozmezí od -100°C do $+100^\circ\text{C}$ s rozlišením $0,1^\circ\text{C}$.

Použité součástky budou do značné míry záviset na tom, jaké budou konečné požadavky na zařízení a na tom, v jakých podmínkách budeme zařízení používat. Podívejme se nejprve na vhodné operační zesilovače.

Pro dané zapojení bude nevhodnější operační zesilovač typu MAA725, protože ze všech u nás prodávaných typů má nejlepší stejnosměrné parametry, především nejmen-

ši vstupní klidový proud, což je parametr, na který je toto zapojení velmi citlivé. Zaručovaný vstupní proud je u MAA725 zhruba pětikrát menší, než u ostatních typů monolitických operačních zesilovačů, prodáváných na našem trhu. Při menších nárocích vyhoví i operační zesilovače ostatních typů, je však nutno používat první jakost (tedy typy MAA502, MAA741, MAA748 a nikoli typy označené písmenem C, popř. ostatní typy řady MAA500), neboť pouze uvedené typy mají zaručeny vhodné stejnosměrné parametry, jako je proudový a napěťový drift, vstupní proud a napěťová a proudová nesymetrie. Zapojení s různými operačními zesilovači se budou lišit pouze v zapojení kmitočtových kompenzací, neboť v tom se jednotlivé OZ liší.

Při trochu menších nárocích na eleganci lze přístroj postavit na univerzální desce s plošnými spoji. Tato možnost vyplývá ze zapojení z obr. 29. Toto zapojení je univer-



Obr. 29. Zapojení kmitočtových kompenzací pro různé typy OZ

Tab. 1.

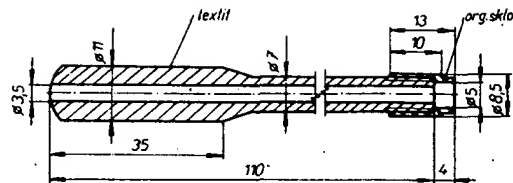
	MAA725	MAA502	MAA748	MAA741
R ₁₁	—	1,5 kΩ	0	—
R ₁₂	10 Ω	—	—	—
R ₁₃	39 Ω	0	—	—
C ₁	—	4,7 nF	30 pF	—
C ₂	47 nF	—	—	—
C ₃	22 nF	200 pF	—	—

zální pro všechny uvedené operační zesilovače, pouze je nutné použít součástky podle tab. 1. Proškrtnuté součástky se neosazují, kde je u odporu uvedena nula, nahradí se spojkou. Plošné spoje jsou navrženy tak, aby v případech, kdy má být odpor nahrazen spojkou, bylo možno kondenzátor zapájet tak, aby spojku pájet nebylo nutné. Nevýhodou tohoto uspořádání je fakt, že v každém případě zůstanou v desce s plošnými spoji neosazené pájecí body. Výhodou však je univerzálnost pro všechny u nás vyráběné typy operačních zesilovačů.

Odporů vybíráme co nejstabilnější, jejich přesnost co do absolutní hodnoty není kritická, podstatná je pouze teplotní a dlouhodobá stabilita, neboť odchylky od jmenovitého odporu se vykompenzují při kalibraci. Nejvhodnějším typem odporů je TR 161, ještě vyhoví odporů typu TR 191, jejichž zaručovaná teplotní závislost je však poměrně malá. Použití odporů typu TR 151 lze pouze jako nouzové řešení – měřič teploty by se mohl používat pouze k měření při teplotách asi 25 °C (pro značnou teplotní závislost odporů). Navíc tyto odpory podléhají stárnutí a nevratným změnám odporu při zahřátí a opětném ochlazení.

Zvláštní kapitolou je výběr vhodného čidla. Jak již bylo uvedeno, lze použít jakoukoli polovodičovou diodu, přechod báze – emitor tranzistoru apod. Z důvodů stability se jednoznačně doporučuje použít diody

Obr. 30. Návrh praktického provedení jednoduché sondy



křemíkové. Podle u nás zveřejněných informací nejlépe vyhověly varikapy řady KB105 až 109 mimo jiné také proto, že katodový vývod je v dobrém tepelném kontaktu s přechodem. Dioda je zapouzdřena v plastické hmotě, takže teplotní sonda s ní má velmi malou tepelnou kapacitu a malý rozptyl tepla do okolí. Nevýhodou jsou však axiální vývody. Použití uvedené diody je výhodné, pokud můžeme např. připájet katodový vývod přímo na měřenou součást, nebo jinak zajistit převod tepla na katodový vývod. Pro kontaktní teploměr je nutné pevně spojit tento vývod s kontaktní ploškou, pak však dojde i ke kontaktu elektrickému, což nemusí být vždy žádoucí. Pro takový účel je výhodnější použít tranzistor v malém pouzdru. Tepelná kapacita sondy s tranzistorem je sice mnohem větší, méně dokonalý je i přenos tepla na přechod, ale na druhé straně lze pouzdro tranzistoru použít přímo jako kontaktní plošku, u vř tranzistorů je navíc pouzdro izolováno od systému, takže kontaktní ploška je odizolována od měřicí diody (což však znamená další zhoršení přenosu tepla na diodu). Příklad řešení sondy s tranzistorem je na obr. 30. Tranzistor je zasazen v tyčce z plastické hmoty, která izoluje pouzdro od okolí. V daném případě bylo použito organické sklo a textit. Taková sonda umožňuje jednak

měření teploty různých povrchů, jednak měření teploty v různých méně přístupných prostorách. Deska se spojí na obr. 31, 32.

K danému zapojení zbývá již jen doplnit informaci o referenčním napětí. Velikost tohoto napětí určuje proud diodou a je tedy velmi kritická. Vzhledem k tomu, že celý převodník je řešen jako doplněk k číslicovému voltmetru, je nevhodnější použít referenční napětí přímo z voltmetru. Pokud by bylo jiné než 10 V, bude nutné změnit odpory R₁ a R₃ tak, aby zůstal zachován stejný proud v obou větších můstkových obvodech. V případě, že by tento doplněk měl být použit buď samostatně (např. s ručkovým měřidlem), nebo by nebylo možno referenční napětí z voltmetru vyvést, je nutno zapojení doplnit zdrojem referenčního napětí. Jako zdroj referenčního napětí vyhoví např. stabilizátor s obvodem MAA723 v doporučeném zapojení, nebo podobný zdroj stabilního napětí s teplotně kompenzovanou Zenerovou diodou. Oživení tohoto teploměru by nemělo činit žádné potíže, neboť při použití dobrého operačního zesilovače a správném zapojení by mělo zařízení pracovat a vykazovat závislost výstupního napětí na teplotě, což zkontrolujeme např. zahřátím čidla rukou. Při pokojové teplotě by napětí na výstupu mělo být zhruba v rozmezí 0,1 až 0,3 V a se změnou nastavení P₁ by se mělo měnit asi o 1 V. Na diodě a běžci P₁ by mělo být napětí asi 0,5 až 0,7 V. Pokud by regulace rozsah potenciometrem nestačil k nastavení, je možné změnit odpor R₂.

Mnohem náročnější je kalibrace teploměru. Přístroj je třeba kalibrovat ve dvou, pokud možno teplotně odlehklých bodech. Jako jeden z nich se obvykle volí 0 °C. Tato teplota se dá velmi přesně realizovat rovnovážným stavem mezi destilovanou vodou a tajícím ledem, je velmi přesně definována a navíc se velmi snadno realizuje. V tomto bodě nastavujeme potenciometrem P₁ nulové výstupní napětí.

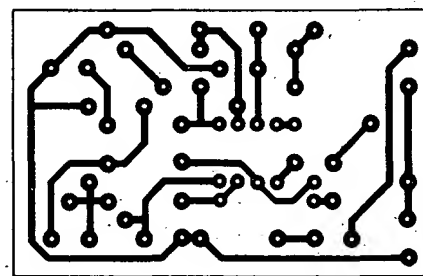
Ve druhém kalibračním bodě použijeme ke kalibraci buď přesný rtuťový teploměr, nebo jinou přesnou metodu. Pokud to umožňuje konstrukce sondy, můžeme ke kalibraci využít např. bod varu vody, který je 100 °C. Bod varu však závisí na tlaku vzduchu a je nutné provést korekci podle vztahu:

$$t_p = 100,00 + 28,012 \left(\frac{p}{p_0} - 1 \right) - 11,64 \left(\frac{p}{p_0} - 1 \right)^2 + 7,1 \left(\frac{p}{p_0} - 1 \right)^3,$$

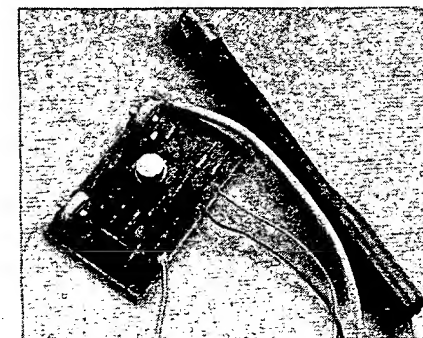
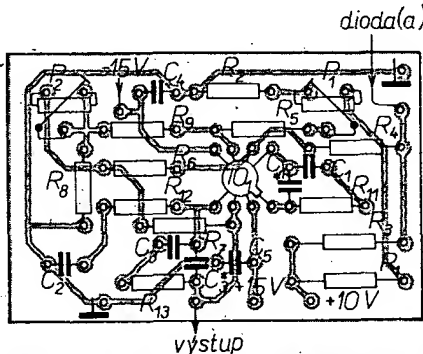
kde t_p je teplota bodu varu vody, p_0 je normální atmosférický tlak (0,1013 MPa), p je skutečný tlak. Tento bod je zařazen jako kalibrační bod do mezinárodní teplotní stupnice, jeho použití v ryze amatérských podmínkách naráží však na technické potíže (měření tlaku, kontakt sondy s měřeným prostředím).

Zesilovač ve druhém kalibračním bodě nastavujeme potenciometrem P₂ tak, aby napětí na výstupu ve voltech bylo rovno teplotě ve °C, dělené 100. Tedy např. při teplotě 100 °C nastavíme 1 V.

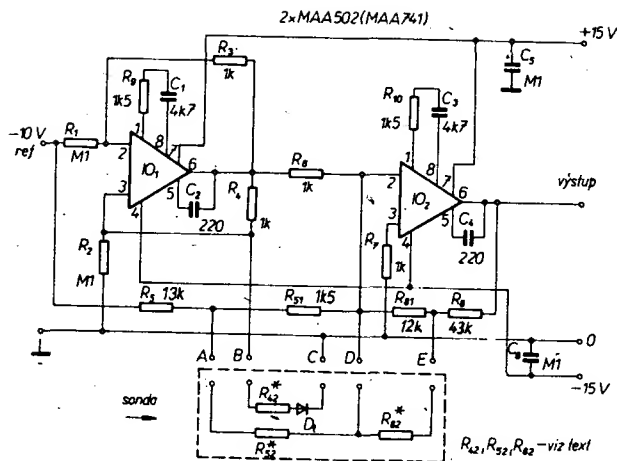
Použitelný teplotní rozsah měřiče bude dán povolenou teplotou přechodu. U většiny polovodičových prvků, vyrobených z křemíku, je maximální teplota přechodu 150 °C, pouze výjimečně je to teplota vyšší – tento údaj bývá uveden v katalogu. Dolní hranice



Obr. 31. Obrázek plošných spojů pro zapojení z obr. 27 (O214)



Obr. 32. Rozložení součástek na plošném spoji z obr. 31



Obr. 33. Zapojení konkrétního provedení teploměru podle obr. 26

PŘENOS ANALOGOVÉHO SIGNÁLU OPTOELEKTRICKÝM VAZEBNÍM ČLEMEM

Častým problémem, který je nutno řešit při návrhu elektronických zařízení, je přenos analogového nebo impulsního signálu mezi dvěma galvanicky oddělenými obvody. Použitím optoelektrických vazebních členů je možno uvedený problém jednoduše vyřešit.

Základní vlastnosti optoelektrických vazebních členů

Optoelektrický vazební člen se skládá z vysílače světelného záření, přijímače světelného záření a vazebního prostředí, které zprostředkuje přenos světla od vysílače k přijímači. Vysílač světelného záření je realizován zpravidla luminiscenční diodou, která má oproti jiným světelným zdrojům delší dobu života, malý příkon, malé rozměry a je velmi rychlá.

Jako přijímač světelného záření se většinou využívá fotodiody nebo fototranzistoru. Běžná provedení vazebních členů jsou na obr. 36. Použití fotodiody umožňuje obvykle podstatně rychlejší funkci vazebního členu. Někteří výrobci používají fototranzistor s vyvedenou bází. To umožňuje využití přechodu kolektor-báze jako fotodiody, takže vazební člen je rychlejší. Pokud se nevyžaduje velká rychlost, je možno použít na místě přijímačského prvku fotoodpor. Taková zařízení jsou sice pomalá, mají však zato poměrně dobrou linearitu.

Vazební prostředí spolu s typem pouzdra určuje izolační vlastnosti členu. Může jím být vzduch, nebo jiné plynné prostředí, či světlovod tvořený světelným vláknem. Světlovod se používá všude tam, kde je třeba dosáhnout velmi velkého izolačního napětí, nebo tam, kde musí být vysílací a přijímačská část vazebního členu z nějakého jiného důvodu vzdálená.

Základními parametry charakterizujícími vlastnostmi optoelektrického vazebního členu jsou izolační napětí, izolační odpor, proudový přenos a parametry vstupního a výstup-

nebývá už tak jednoznačně určena, obvykle je omezena mechanickými vlastnostmi pouzdra a sondy. Při extrémně nízkých teplotách mohou totiž pouzdro nebo sonda prasknout. Většina prvků vyhoví pro dostupné teploty. Některé diody, např. varikapky KB105 až 109 a diody v malých skleněných pouzdrech obvykle snesou i teploty velmi nízké, konkrétně např. teplotu kapalného dusíku (-196°C).

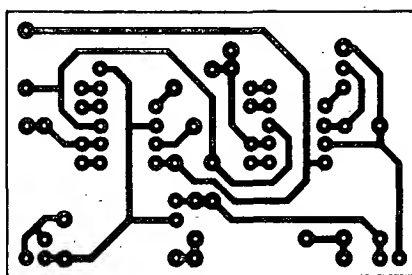
Na obr. 33 je schéma zapojení složitější varianty převodníku teplota-napětí, která odpovídá obr. 26. Ta najde uplatnění především tam, kde budeme chtít použít různé sondy při zachování kalibrace a tam, kde budeme vyžadovat dobrou reprodukovatelnost měření. O jeho přednostech a podrobné činnosti jsme se zmínili výše, nyní pouze několik poznámek k praktickému provedení.

Zapojení je navrženo s operačními zesilovači MAA741, případně MAA502, neboť v tomto případě nejsou kladeny tak velké nároky na vstupní proud. Napěťový drift je u typu MAA502 prakticky shodný s typem MAA725 ($1,8 \mu\text{V}/^{\circ}\text{C}$ oproti $1,2 \mu\text{V}/^{\circ}\text{C}$, zaručovaná hodnota $10 \mu\text{V}/^{\circ}\text{C}$ oproti $5 \mu\text{V}/^{\circ}\text{C}$). V zapojení není nutné dělat při záměně OZ žádné úpravy, neboť jediný rozdíl je v tom, že při použití OZ typu MAA741 zůstanou nezapojeny obvody kmitočtové kompenzace (odpory R_9 a R_{10} a kondenzátory C_1 a C_2).

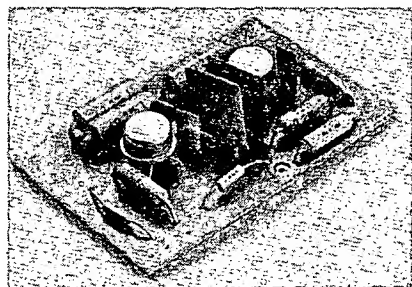
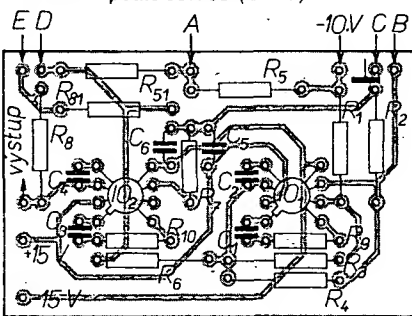
V tomto měřici je nutno použít odpory typu TR 16L (kromě odporu R_7) nebo stabilnější, aby byla zachována stabilita zařízení v takové míře, jak to uvedené zapojení umožňuje. Stejně nároky platí i pro zdroj referenčního napětí -10V . Pochopitelně lze použít i jiná napětí, bude ovšem nutno odpovídajícím způsobem změnit odpory R_1 , R_2 a kombinace odporů R_5 , R_{51} a R_{52} .

Kalibrace tohoto přípravku je poněkud odlišná od kalibrace předešlého měřice. Nejprve přibližně nastavíme napětí na výstupu OZ (IO_1) odporem R_{42} , který je součástí sondy: při pokojové teplotě vybereme odpor R_{42} tak, aby výstupní napětí IO_1 bylo asi $0,7\text{V}$. Toto nastavení není kritické, neboť pro přesné nastavení je součástí sondy odpor R_{52} . Tímto odporem nastavíme nulové výstupní napětí při teplotě 0°C . Zesílení zesilovače nastavujeme při druhé kalibrační teplotě (např. 100°C) odporem R_{82} tak, aby výstupní napětí odpovídalo stromosti $100\text{mV}/^{\circ}\text{C}$, tj. např. při 100°C nastavíme $10,0\text{V}$.

Sonda je propojena s přípravkem pěti vodiči, je tedy možné použít běžný pětikolový konektor, do kterého umístíme odpory R_{41} , R_{52} a R_{82} , které jsme vybrali při kalibraci. K jednomu přípravku tak můžeme mít sadu sond i při použití různých druhů diod bez jejich párování. Toto uspořádání je pak výhodné i pro sondy, u nichž jsme z různých důvodů nuceni použít velmi dlouhé přívody. Při delších přívodech drátech (několik sto-



Obr. 34. Obrazec plošných spojů teploměru podle obr. 33 (O215)



Obr. 35. Rozložení součástek na plošném spoji z obr. 34

vek metrů) by se totiž mohl rušivě projevit jejich odpor. Tento odpor je však v tomto případě zahrnut do hodnoty odporu R_{41} a je tedy pro různé délky přívodů kompenzován. Proud $100\mu\text{A}$, který se běžně při těchto měřeních používá, je jakýmsi kompromisem mezi požadavkem minimálního vlastního ohřevu přechodu a omezením vlivu různých rušivých napětí a proudů; přesto, zvláště při delších přívodech, je vhodné realizovat přívod k sondě stíněným kabelem. Katoda diody je vždy spojena se zemí přístroje, takže stínící účinek je velmi dobrý.



Vysílač	Přijímač	Charakteristika
		pro širokopásmové aplikace malý vlastní šum $\eta = 0,2 \times$
		šířka pásma a vlastní šum jsou omezeny použitým tranzistorem $\eta = 10 \text{ až } 20 \times$
		stejně jako fotodioda a tranzistor, ale větší zesílení $\eta = 100 \text{ až } 200 \times$
		omezená šířka pásma (velká kapacita báze-kolektor) zvýšený vlastní šum $\eta = 30 \text{ až } 100 \times$
		stejně jako fototranzistor, ale větší zesílení $\eta = 100 \text{ až } 600 \times$

Obr. 36. Základní typy optoelektrických vazebních členů

niho prvku. Ve většině případů se realizují optoelektrické vazební členy tak, že jsou kompatibilní s logickými obvody TTL. Proto se také u vazebních členů, podobně jako u logických obvodů udávají některé druhy zpoždění.

Izolační napětí (stejně jako izolační odpor) je určeno vazebním prostředím a mechanickým provedením vazebního členu jako celku. K dosažení extrémních izolačních napětí se používá jako vazební prostředí světlovod, což dovoluje značné vzdálení vstupní a výstupní strany, a speciálních pouzder např. ve tvaru válce nebo hranolu z plastické hmoty s vývody umístěnými na protilehlých podstavkách. Pro izolační napětí do 2500 V se obvykle používají pouzdra DIL a pro izolační napětí do 1000 V i pouzdra kovová. Izolační odpor je určen především vlastnostmi pouzdra a je 10^{10} až $10^{13} \Omega$.

Proudový přenos η je poměr proudů výstupní fotodiody (fototranzistoru) k proudu vstupní luminiscenční diodou a udává se buď jako bezrozměrové číslo, nebo v procentech. Vazební členy používající jako výstupní prvek fototranzistor mají zpravidla proudový přenos nejvýše několik desítek procent. Proudový přenos lze zvětšit použitím dalšího tranzistoru v Darlingtonově zapojení (obr. 36). Prvky tohoto typu mají proudový přenos 300 % a více. Speciální členy určené pro spolupráci s obvody TTL mají proudový přenos 400 až 600 %. Vlastní velikost činitele proudového přenosu závisí na kvantovém výtěžku záření luminiscenční diody, útlumu světelného záření na přenosové cestě, kvantovém výtěžku fotodiody a konečně na proudovém zesílení vazebního členu.

Kvantový výtěžek záření Q_b luminiscenční diody, který charakterizuje účinnost vzniku záření při rekombinaci nositelů proudu, je možno definovat takto, [5]

$$Q_b = \frac{P/h\nu}{I_b/e} \quad (1),$$

kde P je výkon vyzařovaný (v dané spektrální oblasti) v důsledku průtoku proudu I_b luminiscenční diodou, $h\nu$ je energie fotonu odpovídající této spektrální oblasti, e je náboj elektronu.

Jinými slovy: kvantový výtěžek záření luminiscenční diody je dán poměrem počtu fotonů vzniklých (v dané spektrální oblasti) v důsledku průchodu nositelů proudu přechodem p-n k počtu těchto nositelů. Jestliže se v této definici kvantového výtěžku rozumí pod počtem fotonů plný počet vzniklých fotonů, jedná se o definici tzv. vnitřního kvantového výtěžku Q_i . Pokud se rozumí pod počtem fotonů počet fotonů vystupujících z krystalu, jedná se o definici tzv. vnějšího kvantového výtěžku Q_e . V důsledku ztrát záření (zvláště absorpci světla v krystalu a totálními reflexemi na jeho povrchu) je $Q_e < Q_i$. Dále pod pojmem kvantového výtěžku Q_b budeme uvažovat jen vnější kvantový výtěžek.

Podobně jako v případě luminiscenční diody, můžeme definovat proudový kvantový výtěžek Q_f fotodiody:

$$Q_f = \frac{I_f/e}{P/h\nu} \quad (2),$$

kde P je dopadající výkon (v dané spektrální oblasti) na fotokatodu, I_f je fotoelektrický proud (fotodiody je v tomto případě uvažována jako proudový zdroj). Jinými slovy: proudový kvantový výtěžek fotodiody je dán poměrem počtu uvolněných elektronů v důsledku dopadu fotonů na fotokatodu k počtu

těchto fotonů. Pro fotoproud fotodiody, je tedy možno psát (pokud zanedbáváme proud za temna)

$$I_f = Q_f P \frac{e}{h\nu} \quad (3).$$

Po dosazení z (1) obdržíme

$$I_f = Q_b Q_f I_b \quad (4).$$

Pro činitele proudového přenosu η potom bude platit

$$\eta = \frac{I_f}{I_b} = Q_b Q_f \quad (5a)$$

Proudový přenos je tedy určen součinem kvantového výtěžku Q_b luminiscenční diody a kvantového výtěžku Q_f fotodiody. Pokud je na místě přijímače světelného záření použit fototranzistor, bude situace podobná. V náhradním zapojení je možno uvažovat, že fototranzistor je složen z fotodiody a tranzistoru, který má proudový zesilovací činitel $h_f \gg 1$. Potom bude platit

$$\eta = Q_b Q_f h_f \quad (5b).$$

Na tomto místě je nutné upozornit na to, že kvantový výtěžek Q_b luminiscenční diody není konstanta, ale je to veličina nelineárně závislá na velikosti proudu I_b ; tj. mezi vyzařeným výkonem a proudem luminiscenční diody je nelineární závislost. Proto také proudový přenos η je veličina závislá na velikosti proudu I_b . Protože od zesilovače s optoelektrickým vazebním členem budeme vyžadovat přenos stejnosměrných signálů v obou polaritách, popř. přenos střídavého signálu, je nutné pomocí klidového proudu I_{D0} nastavit vhodný pracovní bod na charakteristice luminiscenční diody (podobně jako se nastavuje pracovní bod tranzistoru). Činitel proudového přenosu v tomto bodě (tj. při proudu I_{D0} luminiscenční diodou) budeme značit jako η_0 . V tomto případě bude η_0 skutečně konstantní veličina, neboť je vztažena ke konstantnímu proudu I_{D0} .

Použití optoelektrických vazebních činitelů

Optoelektrických vazebních členů se využívá všude tam, kde je třeba přenést signál mezi galvanicky oddělenými obvody. Dále se jich využívá k přerušení zemních smyček, oddělení země elektronických přístrojů od výkonových zařízení. Známá jsou i použití v lékařství např. ke snímání biopotenciálů. V tomto případě použití optoelektrických vazebních členů zajišťuje ochranu živého organismu před úrazem elektrickým proudem. Použití vazebních prvků je možno rozdělit do dvou základních skupin. Jednak je to použití při přenosu impulsních signálů, jednak použití při přenosu analogových signálů.

Zatímco použití vazebních členů pro signály impulsního charakteru se stalo zcela běžné [6], [7], je použití vazebních členů pro analogové signály poměrně obtížné. Důvodů proč přenos analogových signálů optoelektrickým vazebním členem je poměrně složitá technická záležitost, je několik. V prvé řadě je to nelinearita přenosové funkce běžného optoelektrického vazebního členu, která je důsledkem toho, že závislost mezi vstupním a výstupním proudem vazebního členu je obecně nelineární. S poměrně dobrou přesností je možné aproximovat přenosovou funkci vazebního členu výrazem

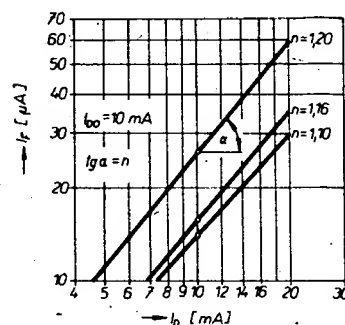
$$I_f = I_{F0} \left(\frac{I_b}{I_{D0}} \right)^n \quad (6),$$

I_{D0} je klidový proud luminiscenční diody. Klidový proud zaručuje přenos stejnosměrného signálu v obou polaritách, popř. přenos střídavého signálu. Velikost klidového proudu je tak určen pracovním proudem luminiscenční diody i fotodiody (fototranzistoru).

I_{F0} je klidový proud fotodiody (fototranzistoru). Fotoelektrický proud I_{F0} může být určen pomocí vztahu (5), tj.

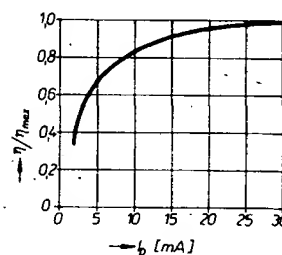
$$I_{F0} = I_{D0} \eta_0 \quad (7),$$

kde η_0 je činitel proudového přenosu při proudu I_{D0} luminiscenční diody, I_f je fotoelektrický proud při proudu I_b luminiscenční diody, n je činitel nelinearity vazebního členu. K tomu, abychom získali velikost činitele n , je nutné nejprve vynést do grafu v logaritmickém měřítku závislost $I_f = f(I_b)$, tj. závislost proudu I_f na proudu I_b . Potom směrnice tečny v bodě I_{D0} udává velikost činitele n , jak je patrné z obr. 37.



Obr. 37. Určení činitele nelinearity

Pokud se nevyžaduje velký dynamický rozsah signálu, lze na přenosové funkci najít přibližně lineární úsek. Takto lze realizovat zesilovače malých signálů s izolovaným vstupem. Použití jednoduchých vazebních členů pro signály s velkým dynamickým rozsahem je silně omezeno nelineárním průběhem přenosové funkce. Na obr. 38 je typický průběh přenosové funkce běžného optoelektrického vazebního členu. Jak je vidět z uvedeného obrázku, linearita se zlepšuje se zvětšujícím se proudem I_b luminiscenční diody. Ovšem na druhé straně zvětšování proudu I_b vede při dlouhodobém provozu k rychlému zhoršení proudového přenosu.



Obr. 38. Typický průběh přenosové funkce optoelektrického vazebního členu

Při přenosu analogových signálů je dalším důležitým parametrem stabilita zařízení. Lze obecně říci, že kvantový výtěžek Q_f fotodiody bude vždy stabilnější než zesílení tranzistoru. Z toho tedy vyplývá, že pokud jsou nároky na stabilitu zařízení velké, je lépe použít vazební člen s fotodiódou, než vazební člen s fototranzistorem. Stabilita zařízení bude v tomto případě tím lepší, čím menší budou pracovní proudy a čím nižší bude pracovní teplota. Teplotní závislost činitele proudového přenosu η je určena záporným teplotním součinitelem luminiscenční diody a kladným teplotním součinitelem fotodiody. Vzhledem k tomu, že teplotní drift luminiscenční diody převládá, je výsledný drift

činitele proudového přenosu vazebního členu přibližně $-0,5^\circ/\text{K}$ [8].

Další důležitý parametr, který ovlivňuje přenos analogového signálu vazebním členem, je šum. U běžného vazebního členu vzniká šum jednak v luminiscenční diodě, jednak ve fotodiodě (fototranzistoru). Při malých proudcích převládá šum luminiscenční diody.

Jak je z uvedeného rozboru patrné, nemůže zesilovač s jedním optoelektrickým vazebním členem zajistit nejvyšší parametry při přenosu analogového signálu. Zesilovač s jedním vazebním členem bude vhodný pouze pro ty případy, kdy se bude jednat o přenos poměrně malých střídavých signálů. V tomto případě se neuplatní teplotní drift vazebního členu, neboť vstup i výstup zesilovače můžeme oddělit kondenzátory a díky malému signálu bude i zkreslení zesilovače v přijatelných mezích. Pro nejvyšší nároky při přenosu analogových signálů je nutné kompenzovat vliv teplotního driftu i nelinearity přenosové funkce vazebního členu. Velmi účinná kompenzace, která potlačuje uvedené nepříznivé vlastnosti vazebního členu, se ukázala v možnosti použít dva vazební členy. V současné době jsou vyvinuty a používány dva hlavní typy tzv. opticky vázaných izolačních zesilovačů. Jednak je to typ zpětnovazební, kdy jeden vazební člen se používá k vlastnímu přenosu signálu a druhý je zapojen ve zpětnovazební smyčce zesilovače, jednak je to typ diferenční, v němž jsou oba vazební členy zapojeny v přenosové cestě diferenčního zesilovače (obdobu kompenzace nelinearity dvojčinných nízkofrekvenčních koncových zesilovačů).

V další části je uveden rozbor jednotlivých typů izolačních zesilovačů a to jak s jedním vazebním členem, tak se dvěma vazebními členy. Jsou odvozeny základní vztahy pro přenosovou funkci, chybu linearitu a velikost činitele zkreslení izolačního zesilovače s jedním i se dvěma elektrooptickými vazebními členy. Na základě odvozených vztahů je pak dále uveden návrh a realizace izolačních zesilovačů.

Izolační zesilovač s jedním optoelektrickým vazebním členem

Základní zapojení izolačního zesilovače s jedním optoelektrickým vazebním členem je znázorněno na obr. 39. Aby zesilovač mohl zpracovávat jak stejnosměrná vstupní napětí, tak střídavá vstupní napětí je nutné, aby luminiscenční diodou D_1 protékal klidový proud I_{D01} . Jestliže diodou D_1 protéká pouze klidový proud I_{D01} (tj. vstupní napětí $U_1 = 0$), potom za předpokladu, že na invertujícím vstupu OZ_1 je virtuální nula, bude platit

$$I_{01} + I_{D01} = 0 \text{ nebo } I_{D01} = -I_{01} \quad (8)$$

Pokud je na invertujícím vstupu zesilovače OZ_1 přivedeno vstupní napětí $U_1 \neq 0$, potom bude diodou D_1 protékat proud

$$I_{D1} = I_{D01} + i_{D1} \quad (9)$$

Nyní bude platit (virtuální nula na invertujícím vstupu OZ_1)

$$i_1 + I_{01} + I_{D01} = 0$$

$$\text{kde } i_1 = \frac{U_1}{R_1}$$

Pokud do posledního vztahu dosadíme z (8) a (9), obdržíme po úpravě

$$i_{D1} = -\frac{U_1}{R_1} \quad (10)$$

Ze vztahu (10) vyplývá, že OZ_1 pracuje v uvedeném zapojení jako převodník napětí-proud. Jak bylo uvedeno dříve (6), je možné pro fotoelektrický proud tranzistoru T_1 psát

$$I_{F1} = I_{F01} \left(\frac{I_{D1}}{I_{D01}} \right)^{n_1}, \text{ kde } I_{F01} = \eta_{01} I_{D01} \quad (11),$$

kde n_1 je činitel nelinearity optoelektrického vazebního členu. Po úpravě a s použitím (10) lze obdržet výraz

$$I_{F1} = -\eta_{01} I_{01} \left(1 + \frac{U_1}{R_1 I_{01}} \right)^{n_1} \quad (12)$$

Pokud budeme nyní dále předpokládat, že na invertujícím vstupu OZ_2 je virtuální nula, bude platit

$$I_{F1} + I_{0c} + i_2 = 0 \quad \text{kde } i_2 = \frac{U_2}{R_2} \quad (13)$$

S použitím (12) můžeme přepsat (13) do tvaru

$$U_2 = R_2 \left[\eta_{01} I_{01} \left(1 + \frac{U_1}{R_1 I_{01}} \right)^{n_1} - I_{0c} \right] \quad (14)$$

Vzhledem k tomu, že budeme většinou vyžadovat, aby výstupní napětí U_2 bylo nulové, pokud bude vstupní napětí U_1 nulové, je nutné splnit jistou podmínku. Položme v (14) $U_1 = 0$, potom obdržíme

$$U_2 = R_2 (\eta_{01} I_{01} - I_{0c}) \quad (15)$$

Pokud vyžadujeme v tomto případě, aby $U_2 = 0$, potom nutné musí být splněna podmínka

$$I_{02} = \eta_{01} I_{01} \quad (16)$$

Splněním podmínky (16) se vlastně kompenzuje vliv klidového proudu I_{D01} na velikost výstupního napětí U_2 . Jinými slovy: vhodnou velikostí proudu I_{02} je možné nastavit napětí U_2 na nulovou úroveň, pokud vstupní napětí $U_1 = 0$ (za předpokladu, že diodou D_1 protéká klidový proud I_{D01}). Pokud je splněna podmínka (16), můžeme přepsat (14) do tvaru

$$U_2 = R_2 \eta_{01} I_{01} \left[\left(1 + \frac{U_1}{R_1 I_{01}} \right)^{n_1} - 1 \right] \quad (17)$$

Tento vztah již představuje přenosovou funkci, tj. závislost $U_2 = U_2(U_1)$ izolačního zesilovače s jedním optoelektrickým vazebním členem.

V prvním přiblížení, kdy budeme předpokládat, že $n_1 = 1$, bude pro U_2 platit

$$\frac{U_2}{U_1} = \frac{R_2}{R_1} \eta_{01} \quad (18)$$

V praxi budeme často vyžadovat, aby zesílení izolačního zesilovače bylo jednotkové. V tomto případě vyplývá ze vztahu (18) požadavek

$$\frac{R_2}{R_1} \eta_{01} = 1 \quad (19)$$

Jak bylo již řečeno dříve, velikost činitele n_1 určuje nelinearitě přenosové funkce optoelektrického vazebního členu. Pokud $n_1 = 1$, bude se vazební člen chovat jako lineární prvek. Proto bude vždy snaha vybrat do izolačního zesilovače takový vazební člen, který bude mít velikost činitele nelinearity málo odlišnou od jednotky, tj. $n \approx 1$. Vzhledem k tomu, že ideální stav, tj. $n_1 = 1$, nebude nikdy splněn, bude nás zajímat, jak velká bude chyba linearitu, nebo velikost harmonického zkreslení v závislosti na velikosti činitele n_1 .

Pro další úvahy je vhodné zavést si následujícím způsobem tzv. modulační index m a normované vstupní napětí λ .

$$m = \frac{|U_{1V}|}{R_1 I_{01}}, \quad \lambda = \frac{U_1}{|U_{1V}|}, \quad -1 \leq \lambda \leq 1 \quad (20), \quad m < 0$$

kde U_{1V} je maximální odchylka napětí U_1 od nulové úrovně. Jak vyplývá ze vztahu (20), modulační index m je záporná veličina, neboť I_{01} je vždy záporné. Záporný charakter indexu m vystihuje tu skutečnost, že při zvětšování U_1 se bude proud I_{D1} luminiscenční diody zmenšovat. S použitím nově zavedených veličin je možné přepsat přenosovou funkci do jednoduššího a přehlednějšího tvaru

$$U_2 = U_2(\lambda) = K [(1 + \lambda m)^m - 1] \quad (21),$$

kde $K = R_2 I_{01} \eta_{01}$. Mezní hodnoty normovaného napětí λ , tj. $\lambda = 1$, $\lambda = -1$ zde představují body maximálního rozkmitu vstupního napětí U_1 kolem nulové úrovně, popř. body maximálního rozkmitu proudu I_{D1} luminiscenční diody kolem klidového proudu I_{D01} .

Z přenosové funkce (21) není zatím na první pohled patrná souvislost mezi chybou linearitu a činitelem n_1 , nebo mezi zkreslením a činitelem n_1 . Za tímto účelem je nutné vztah (21) ještě upravit. Vzhledem k tomu, že $|m| < 1$, je možné k úpravě vztahu (21) použít známý rozvoj pro výraz $(1 + x)^n$. Pro $|x| < 1$ bude platit

$$(1 + x)^n = 1 + nx + \frac{n(n-1)x^2}{2} + \frac{n(n-1)(n-2)x^3}{2 \cdot 3} + \dots$$

S použitím tohoto rozvoje můžeme nyní pro přenosovou funkci psát

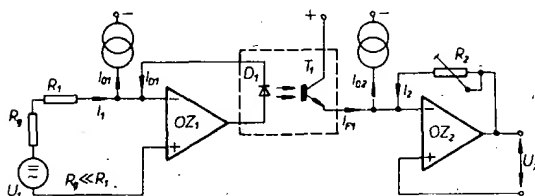
$$U_2 = K \left[\eta_{01} m \lambda + \frac{\eta_{01} (n_1 - 1)}{2} m^2 \lambda^2 + \dots \right] \quad (22)$$

Předpoklad $|m| < 1$ musí být vždy splněn. V opačném případě, tj. kdy $|m| \geq 1$, bude, jak vyplývá z (12), $I_{F1} \approx 0$. Při $I_{F1} \approx 0$ by ovšem fototranzistor nemohl signál přenášet.

Při správné funkci fototranzistoru bude vždy $I_{F1} > 0$ (kolektorový proud tranzistoru n-p-n je vždy kladný). Proto je také nutné splnit požadavek $|m| < 1$. V praxi se volí $|m| \leq 0,5$.

Ze vztahu (22) je ihned vidět, že první člen, tj. $\eta_{01} m \lambda$ určuje lineární část přenosové funkce, zatímco ostatní členy určují nelineární část přenosové funkce. Chybu linearitu přenosové funkce můžeme definovat následujícím způsobem

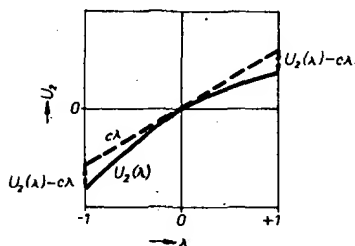
$$\Delta I = \frac{U_2(\lambda) - c\lambda}{c\lambda} \quad (23),$$



Obr. 39. Izolační zesilovač s jedním vazebním členem

kde $U_2(\lambda)$ je úplná přenosová funkce (obr. 40); $c = K n_1 m$. V našem případě obdržíme pro chybu linearity následující vztah.

$$\Delta I = \frac{(1 - |\lambda|)^n - 1 + \lambda n_1 |m|}{-\lambda n_1 |m|} \quad (24).$$



Obr. 40. Normovaný průběh přenosové funkce a její lineární části

Pochopitelně nás bude vždy zajímat maximální hodnota chyby linearity. To znamená, že je nutné určit chybu linearity v bodech maximálního rozkmitu proudu I_{D1} luminiscenční diody, tj. v případě kdy $\lambda = \pm 1$. Vzhledem k exponenciálnímu charakteru přenosové funkce bude vždy chyba linearity větší pro $\lambda = +1$ než pro $\lambda = -1$. Stačí proto uvažovat dále jen případ, kdy $\lambda = +1$. Z rovnice (24) potom obdržíme

$$\Delta I = \frac{1 - n_1 |m| - (1 - |m|)^n}{n_1 m} \quad (25)$$

Uvedený výraz je již hledaným vyjádřením chyby linearity. Je zbytečné vyjadřovat chybu linearity v procentech.

V následující tabulce je pro ilustraci uvedena závislost absolutní velikosti chyby linearity ΔI na velikosti n_1 a $|m|$. Chyba linearity je uvedena v procentech.

n_1	$m = 0,10$	$m = 0,25$	$m = 0,50$
1,03	0,16	0,40	0,92
1,05	0,26	0,68	1,50
1,10	0,52	1,36	3,00
1,20	1,00	2,69	5,90
1,50	2,54	6,50	14,0

Při vlastním návrhu zesilovače s optoelektrickým vazebním členem budeme mít k dispozici vazební člen s činitelem nelinearity n_1 a zadanou maximální velikost chyby linearity ΔI . Potom ze vztahu (25) nebo z uvedené tabulky můžeme určit maximální velikost modulačního indexu m .

Pokud nás bude zajímat v některých případech velikost činitele zkreslení k , musíme si uvědomit, že výpočet činitele k z přenosové funkce (21) je velmi obtížný. Pokud však budeme předpokládat, že harmonické zkreslení vzniká převážně druhou nebo třetí harmonickou složkou kmitočtu vstupního signálu, můžeme poměrně jednoduše odhadnout velikost činitele zkreslení. Dále je uveden odhad velikosti činitele zkreslení pro případ, kdy je celkové zkreslení způsobeno převážně druhou harmonickou složkou. Podobným způsobem bychom mohli i postupovat v případě třetí harmonické složky ve výstupním signálu.

Pro činitele zkreslení v případě druhé harmonické složky je možno přibližně psát

$$k_2 \approx \frac{A_2}{A_1} \quad (26),$$

kde A_1 je mezivrcholové napětí základní harmonické složky vstupního signálu na výstupu izolačního zesilovače (vstupní signál předpokládáme ve tvaru $u_1 = \sin \omega t$), A_2 je mezivrcholová hodnota napětí druhé harmonické složky na výstupu zesilovače.

Pro případ $u_1 = \sin \omega t$ bude i $\lambda = \sin \omega t$. Po dosazení do přenosové funkce (22) obdržíme

$$U_2(t) = K \left[n_1 m \sin \omega t + \frac{n_1 (n_1 - 1)}{2} m^2 \sin^2 \omega t + \dots \right] \quad (27)$$

S použitím známého vztahu

$$\sin^2 \alpha = \frac{1}{2} (1 - \cos 2\alpha)$$

obdržíme z (27)

$$A_1 = K |n_1 m|; A_2 = 0,25 K |n_1 (n_1 - 1) m^2|$$

a po dosazení do (26)

$$k_2 \approx 0,25 |n_1 - 1| m \quad (28).$$

V tabulce je pak uvedena závislost velikosti činitele zkreslení k_2 na velikosti $|m|$ a n_1 . Činitel zkreslení k_2 je uveden v tabulce v procentech.

n_1	$m = 0,10$	$m = 0,25$	$m = 0,50$
1,03	0,08	0,19	0,38
1,05	0,13	0,31	0,63
1,10	0,25	0,63	1,25
1,20	0,50	1,25	2,50
1,50	1,25	3,13	6,25

Porovnáme-li tuto tabulku s první tabulkou, vidíme na první pohled, že přibližně platí

$$k_2 \approx \frac{1}{2} \Delta I$$

Pokud budeme měřit velikost činitele zkreslení zesilovače s optoelektrickým vazebním členem, budeme měřit většinou velikost činitele zkreslení k . Uvážíme-li, že ve velikosti činitele k jsou zahrnuty všechny vyšší harmonické složky zkresleného výstupního signálu, bude vždy k větší než k_2 . Je proto možno přibližně psát

$$k \approx \Delta I$$

To znamená, že je lhostejné, zda zesilovač s optoelektrickým vazebním členem budeme navrhovat na minimální harmonické zkreslení, či na minimální chybu linearity. Bude tedy i lhostejné, zda budeme u realizovaného zesilovače proměřovat velikost chyby linearity nebo velikost harmonického zkreslení. Druh měření bude záviset pouze na tom, které ze dvou kontrolních měření se nám bude snáze realizovat.

Izolační zesilovač se dvěma optoelektrickými vazebními členy

Výrazného zlepšení linearity přenosové charakteristiky je v tomto případě dosaženo použitím dvou optoelektrických vazebních členů, přičemž jeden slouží k vlastnímu přenosu analogového signálu z izolované části do části výstupní, a druhý je zapojen ve zpětnovazební smyčce zesilovačského signálu. Na obr. 41 je zapojení jedné z možných variant tohoto typu izolačního zesilovače. Analýza uvedeného zapojení je stejně jako

v předcházejícím případě poměrně jednoduchá.

Vzhledem k tomu, že izolační zesilovač je i v tomto případě určen k přenosu jak stejnosměrného signálu v obou polaritách, tak k přenosu střídavého signálu, je nutné, aby diodami D_1 a D_2 protékal bez přítomnosti vstupního signálu U_1 klidový proud I_{D01} a I_{D02} (nastavení pracovního bodu luminiscenčních diod). Za tímto účelem se používá zdroj konstantního proudu I_{D1} . Pokud diodou D_1 protéká pouze klidový proud I_{D01} , potom klidový fotoelektrický proud tranzistoru T_1 bude

$$I_{F01} = \eta_{01} I_{D01} \quad (29),$$

kde η_{01} je činitel proudového přenosu optoelektrického vazebního členu, který je zapojen ve zpětnovazební smyčce zesilovače OZ_1 (při proudu I_{D01} diodou D_1). Za předpokladu, že je na invertujícím vstupu zesilovače OZ_1 virtuální nula a že zesilovač OZ_1 je ideální operační zesilovač (zesílení $A \rightarrow \infty$), bude platit

$$I_{01} + I_{F01} = 0 \quad (30).$$

S použitím (29) obdržíme

$$I_{01} = -\eta_{01} I_{D01} \quad (31).$$

Podobně můžeme pro klidový fotoelektrický proud I_{F02} tranzistoru T_2 psát

$$I_{F02} = \eta_{02} I_{D02} \quad (32).$$

Ze vztahu (29) a (31) vyplývá (s použitím $I_{D01} = I_{D02}$)

$$I_{F02} = -\frac{\eta_{02}}{\eta_{01}} I_{01} \quad (33),$$

kde η_{02} je činitel proudového přenosu optoelektrického vazebního členu, který zprostředkovává izolovaný přenos signálu z výstupu zesilovače OZ_1 na vstup OZ_2 (η_{02} je zde uvažováno při proudu I_{D02} diodou D_2).

Pokud nyní na vstup izolačního zesilovače připojíme napětí U_1 , bude diodou D_1 protékat proud $I_D = I_{D01} + I_{D1}$ a tranzistorem T_1 bude protékat proud $I_{F1} = I_{F01} + I_{F1}$. Jak bylo již uvedeno dříve, můžeme v tomto případě psát

$$\frac{I_{F1}}{I_{F01}} = \left(\frac{I_{D1}}{I_{D01}} \right)^{\eta_1} \quad (34)$$

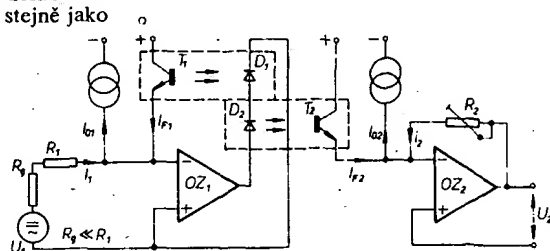
kde η_1 je činitel nelinearity vazebního členu D_1, T_1 .

Podobně bude platit

$$\left(\frac{I_{F2}}{I_{F02}} = \frac{I_{D2}}{I_{D02}} \right)^{\eta_2} \quad (35)$$

kde η_2 je činitel nelinearity vazebního členu D_2, T_2 . Vzhledem k tomu, že $I_{D1} = I_{D2}$ a $I_{D01} = I_{D02}$, je možno s použitím (34) a (35) psát

$$\frac{I_{F2}}{I_{F02}} = \left(\frac{I_{F1}}{I_{F01}} \right)^{\eta_2/\eta_1} \quad (36).$$



Obr. 41. Izolační zesilovač se dvěma vazebními členy

Za předpokladu, že invertujícím vstupu OZ₁, je virtuální nula, bude nyní platit

$$i_1 + I_{01} + I_{F1} = 0 \quad (37),$$

$$\text{kde } i_1 = \frac{U_1}{R_1}.$$

Porovnáním vztahů (30) a (37) obdržíme

$$i_1 = -I_{F1}$$

a dosazením do (36) s použitím vztahu (30)

$$\frac{I_{F2}}{I_{F02}} = \left(1 + \frac{i_1}{I_{01}}\right)^{n_2/n_1} \quad (38).$$

Za předpokladu, že na invertujícím vstupu OZ₂ je virtuální nula, bude platit

$$I_{F2} + I_{02} + i_2 = 0 \quad (39),$$

$$\text{kde } i_2 = \frac{U_2}{R_2}.$$

Z posledních dvou vztahů vyplývá

$$I_{F02} \left(1 + \frac{i_1}{I_{01}}\right)^{\frac{n_2}{n_1}} + I_{02} + i_2 = 0 \quad (40).$$

Ve většině případů budeme vyžadovat, aby $U_2 = 0$, pokud $U_1 = 0$. Z tohoto požadavku vyplývá z (33) a (40) podmínka

$$I_{F02} = -I_{02} = -\frac{\eta_{02}}{\eta_{01}} I_{01} \quad (41).$$

Tímto způsobem vlastně kompenzujeme vliv klidového proudu $I_{D01} = I_{D02}$ luminiscenčních diod D₁ a D₂ na úroveň výstupního napětí U_2 . Konečně při splnění podmínky (41) vyplývá z (40)

$$U_2 = R_2 I_{01} \eta_{02} \left[\left(1 + \frac{U_1}{R_1 I_{01}}\right)^{\eta_{02}} - 1 \right] \quad (42),$$

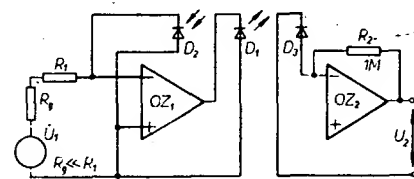
kde jsme zavedli efektivní činitel proudového přenosu $\eta_{02} = \eta_{02}/\eta_{01}$ a efektivní činitel nelinearity $\eta_e = n_2/n_1$. Rovnice (42) představuje již hledanou přenosovou funkci izolačního zesilovače se dvěma optoelektrickými vazebními členy. Porovnáním této přenosové funkce (42) s přenosovou funkcí (17) izolačního zesilovače s jedním optoelektrickým vazebním členem, zjistíme, že obě přenosové funkce jsou formálně shodné. To znamená, že pro výpočet velikosti chyby linearit můžeme použít vztah (25) a pro velikost činitele zkreslení k_2 vztah (28). V těchto výrazech nahradíme pouze činitel nelinearity n_1 efektivním činitelem nelinearity η_e . Na první pohled je patrné, že chyba linearit (případně velikost zkreslení) bude tím menší, čím více bude platit $n_2/n_1 \rightarrow 1$. Můžeme tedy výběrem optoelektrických vazebních členů dosáhnout velmi dobrých výsledků. Nebude nyní rozhodovat absolutní velikost činitele nelinearity vazebních členů, ale pouze velikost poměru činitelů nelinearit obou vazebních členů v pracovní oblasti. Chyby linearit 1 % je možno dosáhnout použitím vazebních členů stejného typu. Chybu linearit 0,15 % je možno získat pečlivým výběrem vazebních členů. Je pochopitelné, že nejlepší výsledky se dají očekávat, budou-li oba vazební členy v jednom pouzdře tak, jak je tomu např. u dvojitého vazebního členu HP 5082-4354 (Hewlett-Packard), který je určen i k přenosu analogových signálů.

Izolační zesilovač se dvěma vazebními členy zlepšuje také teplotní stabilitu zesílení oproti teplotní stabilitě izolačního zesilovače

s jedním vazebním členem. Ovšem dlouhodobá stabilita zesílení se většinou nezlepší tak výrazně jako linearita. Hlavní příčinou tohoto jevu je stárnutí luminiscenčních diod. Při jejich stárnutí se bude totiž měnit jejich kvantový výtěžek Q_b . Z přenosové funkce (42) je vidět, že výstupní napětí U_2 mimo jiné závisí i na velikosti efektivního činitele proudového přenosu η_{02} . Na základě vztahu (5) můžeme η_{02} vyjádřit

$$\eta_{02} = \frac{Q_{F2} Q_{D2}}{Q_{F1} Q_{D1}} \quad (43)$$

Pokud budou obě luminiscenční diody stárnout stejně, nebude se efektivní činitel proudového přenosu měnit. Pokud ovšem stárnutí nebude probíhat stejně, potom, jak vyplývá z (43), bude se i s časem měnit velikost činitele proudového přenosu η_{02} , a tudíž bude se měnit i zesílení izolačního zesilovače. Tato skutečnost byla také důvodem k vývoji opticky izolovaného integrovaného zesilovače 3650 a 3652 firmy Burr-Brown. U těchto zesilovačů je použito základní zapojení naznačené na obr. 42. Základem uvedeného



Obr. 42. Základní zapojení izolačního zesilovače 3650 (Burr-Brown)

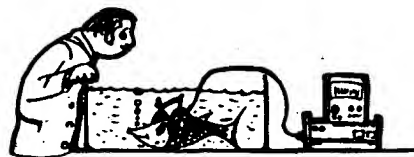
zapojení je dokonale symetrické uspořádání luminiscenčních diod D₁ a dvou fotodiód D₂ a D₃ se shodnými parametry. Vstupní napětí U_1 je přivedeno přes vnější odpor R_1 na invertující vstup zesilovače OZ₁. Zesilovač OZ₂ je zde zapojen jako převodník proud/napětí. Pro přenos v tomto případě platí

$$U_2 = U_1 \frac{10^6}{R_1}$$

Uvedené zapojení je téměř shodné se zapojením, které zde bylo analyzováno (obr. 41). Rozdíl je pouze v tom, že u zesilovače fy Burr-Brown je použita jedna luminiscenční dioda, jejíž světelný tok dopadá jak na fotodiode D₂, tak na fotodiode D₃. Je tak zajištěno, že na diody D₂ a D₃ dopadá stále stejný světelný tok. Linearita přenosu je závislá pouze na shodnosti charakteristik obou fotodiód. Funkce zesilovače je jinak naprosto shodná s funkcí zesilovače znázorněného na obr. 41. Vzhledem k tomu, že v tomto případě bude $Q_{D1} = Q_{D2}$, bude pro efektivní činitel přenosu platit

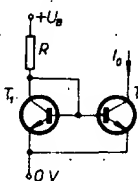
$$\eta_{02} = \frac{Q_{F2}}{Q_{F1}}$$

To znamená, že změny parametrů luminiscenčních diod nebudou ovlivňovat přenosovou funkci zesilovače. Stárnutí luminiscenčních diod bude v tomto případě ovlivňovat do jisté míry dynamiku výstupního napětí. Při stárnutí luminiscenčních diod, jak bylo již řečeno, bude klesat její kvantový výtěžek Q_b . To znamená, že k dosažení stejné intenzity vyzářeného světla musí protékat luminis-



cenční diodou větší proud. K dosažení většího proudového rozkmitu bude nutný i větší napěťový rozkmit na výstupu zesilovače OZ₁. Aby v tomto případě nedocházelo k omezení maximálním možným napěťovým rozkmitem zesilovače OZ₁, a aby nebyl překročen maximální výstupní proud OZ₁, je nutné při návrhu celého zařízení dbát na to, aby klidový proud luminiscenční diodou byl co nejmenší (to platí i u zesilovače, který zde byl analyzován). Získá se tak nutná rezerva pro dynamiku výstupního napětí při stárnutí luminiscenčních diod. Ze základních technických parametrů je možno uvést: max. přípustné napětí trvale připojené na vstupní svorky – 2000 V, krátkodobě 5000 V (izolační impedance $10^{12} \Omega$, 1,8 pF), vstupní odpor 25 Ω , linearita 0,05 %, stabilita zesílení 0,05 %/10³ h, dlouhodobá stabilita 0,075 %/10⁵ h. Pro praktické aplikace je použitelné zesílení 1 až 1000. Zesilovač 3652 obsahuje proti 3650 navíc dva oddělovací zesilovače s jednotkovým ziskem v obou vstupech, které zajišťují velkou vstupní impedanci $10^{11} \Omega$. Pro napájení je třeba zdroj ± 8 V až ± 18 V, ovšem pro izolovaný vstupní zesilovač musí být zajištěno rovněž dobře izolované napětí. Firma Burr-Brown k tomuto účelu dodává, pod označením 700, měnič ss/ss [9].

Jak z předcházejícího rozboru vyplývá, je nutné v uvedených typech izolačních zesilovačů použít zdroj konstantního proudu. Z velkého množství možných zapojení zdrojů konstantního proudu jsou dále uvedeny alespoň některé hlavní typy. Na obr. 43 je



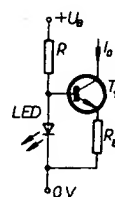
Obr. 43. Proudový zdroj se dvěma tranzistory

zapojení proudového zdroje s tranzistory T₁ a T₂. Pro výstupní proud I_0 je možno přibližně psát

$$I_0 = \frac{U_B - U_{BE}}{R}$$

kde U_{BE} je napětí na přechodu báze–emitor tranzistoru T₁, který je zapojen jako dioda. Kolektorový proud tranzistoru T₁ je sice závislý na velikosti napájecího napětí U_B , kolektorový proud tranzistoru T₂ je však závislý na logaritmu kolektorového proudu T₁. To znamená, že kolektorový proud tranzistoru T₂ bude velmi málo závislý na změnách napájecího napětí. Navíc použití dvou tranzistorů stejného typu zaručuje i teplotní stabilitu proudu I_0 .

Další z možností, jak realizovat zdroj konstantního proudu, je na obr. 44. Na rozdíl od předešlého zapojení je místo stabilizační



Obr. 44. Zdroj konstantního proudu se svítivou diodou

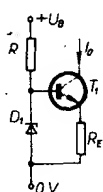
diody – tranzistoru použita luminiscenční dioda. Je zde využita poměrně neznámá vlastnost luminiscenční diody. Úbytek napětí na luminiscenční diodě, zapojené v propustném směru, má totiž přibližně stejný teplotní součinitel jako napětí přechodu báze–emitor (asi 2 mV/°C). Pro odpor R bude platit

$$R = \frac{U_B - U_D}{I_D}$$

kde U_D je napětí na luminiscenční diodě a I_D je proud procházející luminiscenční diodou. Výstupní proud I_0 je určen vztahem

$$I_0 = \frac{U_D - U_{BE}}{R_E}$$

Konečně na obr. 45 je uvedeno zapojení, v němž se využívá stabilizačních vlastností Zenerovy diody. Zapojení je shodné s přede-



Obr. 45. Zdroj konstantního proudu se Zenerovou diodou

šlým, až na to, že na místě luminiscenční diody je použita Zenerova dioda. Pokud se použije v uvedeném zapojení Zenerova dioda typu KZ140 a tranzistor typu KF524, je možné dosáhnout velmi dobré teplotní stability výstupního proudu I_0 . Pro velikost odporu R bude v tomto případě platit

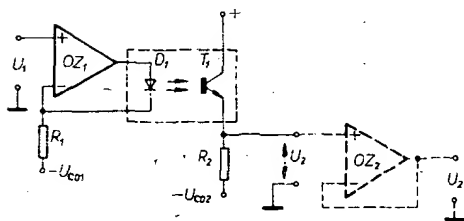
$$R = \frac{U_0 - U_Z}{I_Z}$$

kde I_Z je proud procházející Zenerovou diodou a U_Z je Zenerovo napětí. Pro výstupní proud I_0 je možno psát

$$I_0 = \frac{U_Z - U_{BE}}{R_E}$$

Modifikace základních zapojení

Dvě základní zapojení izolačních zesilovačů, která byla uvedena na obr. 39 a obr. 41 se vyznačovala tím, že vstupní signál byl přiveden na invertující vstup zesilovače OZ₁. Tato zapojení je možné velmi jednoduše modifikovat tak, že vstupní signál přivedeme na neinvertující vstup zesilovače OZ. Na obr. 46 je znázorněno modifikované zapojení izolač-



Obr. 46. Modifikované zapojení izolačního zesilovače s jedním optoelektrickým vazebním členem

ního zesilovače s jedním optoelektrickým vazebním členem. Klidový proud I_{D01} luminiscenční diody D_1 je nastaven volbou velikosti napětí $-U_{C01}$ (tj. $U_{C01} > 0$), nebo velikosti odporu R_1 . Podobně jako v předcházejících případech budeme vyžadovat, aby $U_2 = 0$, pokud $U_1 = 0$. Aby tomu tak bylo, je nutné v tomto případě splnit podmínku

$$\frac{U_{C01}}{U_{C02}} \frac{R_2}{R_1} \eta_{01} = 1 \quad (44)$$

Pro splnění této podmínky je možné předpokládat dva případy:

1. $R_2 = R_1 = R$. Potom ze vztahu (44) vyplývá

$$U_{C02} = U_{C01} \eta_{01}$$

Za uvedených předpokladů lze odvodit podobným postupem jako v předcházejících případech přenosovou funkci ve tvaru

$$U_2 = U_{C01} \eta_{01} \left[\left(1 + \frac{U_1}{U_{C01}} \right)^{\eta_1} - 1 \right] \quad (45)$$

2. $-U_{C01} = -U_{C02} = -U_{C0}$. Za tohoto předpokladu je nutné pro splnění podmínky (44) zajistit aby

$$R_2 = \frac{R_1}{\eta_{01}}$$

Přenosová funkce izolačního zesilovače dostává nyní tvar

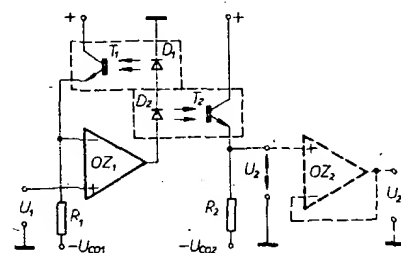
$$U_2 = U_{C0} \left[\left(1 + \frac{U_1}{U_{C0}} \right)^{\eta_1} - 1 \right] \quad (46)$$

Na první pohled je patrné, že přenosové funkce (45), (46) jsou analogické přenosové funkci (17). To znamená, že veškeré vlastnosti zesilovačů charakterizovaných přenosovými funkcemi (17) a (45), (46) jsou stejné. Rozdíl je pouze v tom, že v modifikovaném zapojení je nutné pro určení chyby linearity a velikosti zkreslení volit:

$$m = \frac{|U_{IV}|}{U_{C01}}, \quad \lambda = \frac{U_1}{|U_{IV}|} \quad (47)$$

Modulační index bude v tomto případě kladný. Je tak vyjádřeno to, že při zvětšování vstupního napětí U_1 se bude zvětšovat i proud I_{D1} luminiscenční diody (na rozdíl od zapojení na obr. 39, kde m je záporná veličina). Vzhledem k tomu, že m je nyní kladná veličina, bude maximální chyba nelinearity v případě, kdy $\lambda = -1$. Pro ΔI platí i v tomto případě vztah (25).

Podobným způsobem, jakým bylo modifikováno zapojení izolačního zesilovače s jedním optoelektrickým vazebním členem, je možné modifikovat i zapojení se dvěma vazebními členy tak, jak je to znázorněno na obr. 47. V tomto případě bude stejný rozdíl mezi zesilovačem s jedním vazebním členem a se dvěma vazebními členy jako u nemodifikovaných zapojení. To znamená, že ve výra-



Obr. 47. Modifikované zapojení izolačního zesilovače se dvěma vazebními členy

zech (44) až (46) nahradíme veličiny η_{01} , η_1 efektivními veličinami

$$\eta_{0e} = \eta_{01}/\eta_{01}, \quad \eta_e = \eta_2/\eta_1$$

podobně jak bylo již uvedeno dříve. Pro veličiny m a λ budou platit vztahy (47). To znamená, že v tomto případě budou zkreslení a chyba linearity záviset na velikosti poměru η_2/η_1 a veškeré vlastnosti modifikovaného zapojení budou stejné jako u zapojení nemodifikovaného. Úpravou rovnice (46) lze odvodit

$$\eta_e = \frac{\log \left(1 + \frac{U_2}{U_{C0}} \right)}{\log \left(1 + \frac{U_1}{U_{C0}} \right)} \quad (48)$$

Uvedený výraz má velký praktický význam. Dovoluje totiž určit velmi jednoduchým způsobem činitele nelinearity η_e . K tomuto účelu stačí změřit vstupní a výstupní napětí a potom ze vztahu (48) můžeme velikost η_e vypočítat. Tento způsob dovoluje podstatně rychleji určit velikost η_e , než kdybychom staticky snímali celou převodní charakteristiku jednotlivých optoelektrických vazebních členů. Navíc nás nezajímá konkrétní velikost η_1 a η_2 , ale η_e . To znamená, že přímo v izolačním zesilovači můžeme párovat vazební členy. Budeme v tomto případě hledat takové dvojice vazebních členů, pro které bude co nejpřesněji platit $U_2 = U_1$. Čím lépe splníme tuto podmínku, tím více se bude η_e blížit jedné a tím bude i menší chyba linearity.

Na tomto místě je vhodné se zmínit o některých drobných detailech, v nichž se oba druhy zapojení liší. Především je to vstupní odpor. U zapojení, u něhož je vstupní signál přiveden na invertující vstup, je vstupní odpor prakticky určen odporem R_1 (1 až 10 kΩ), zatímco u modifikovaného zapojení, u něhož vstupní signál je přiveden na neinvertující vstup, bude vstupní odpor vlastností použitého operačního zesilovače (R_{in} asi 50 MΩ). Proto v aplikacích, v nichž budeme vyžadovat velký vstupní odpor, použijeme s výhodou modifikované zapojení.

Velmi zajímavou a výhodnou vlastností izolačního zesilovače se dvěma vazebními členy v modifikovaném zapojení je ta skutečnost, že pokud vybereme vazební členy tak, aby $\eta_2/\eta_1 \approx 1$, potom, jak vyplývá z (46), bude $U_2 \approx U_1$. V tomto případě (v46) nahrazujeme η_1 efektivním činitelem nelinearity η_e . To znamená, že v tomto případě má izolační zesilovač jednotkový přenos (za předpokladu, že je splněna podmínka $U_2 = 0$ pokud $U_1 = 0$). Další výhodou modifikovaného zapojení je ta skutečnost, že nevyžaduje zdroje konstantního proudu, ale pouze zdroje konstantního napětí. Pokud budeme mít k dispozici kvalitní napájecí zdroj, určený k napájení OZ₁, můžeme jej totiž použít i jako zdroj konstantního napětí. V tomto případě bude tedy $-U_B = -U_{C0}$ (jedná se tedy o variantu 2.) $-U_{C01} = -U_{C02} = -U_{C0}$. Tímto způsobem můžeme tedy ušetřit proudové zdroje. Jak je vidět z obr. 46 a obr. 47, stačí k realizaci modifikovaných zapojení jeden operační zesilovač. Je však z praktických důvodů vhodné použít, tak jak je to znázorněno čárkovaně na obr. 46 a obr. 47, oddělovací zesilovač OZ₂.

Stárnutí optoelektrických vazebních členů

Stárnutí optoelektrických vazebních členů se projevuje především zmenšováním účinnosti luminiscenčních diod během provozu. Důležitým činitelem je zde teplota polovodičového přechodu.

Podle současných zkušeností [10] se zmenší účinnost při teplotě okolí 25 °C na 50 % původní velikosti po době provozu 50 000 až 200 000 hodin za předpokladu, že luminiscenční dioda je provozována s proudem, odpovídajícím 50 % maximálně přípustného proudu v propustném směru, udávaného výrobcem (teplota přechodu přibližně 50 °C). Zmenšení účinnosti se zrychluje pro každé zvýšení teploty o 25 % s činitelem 3 až 10 (často 5 až 7), takže dosažitelná doba života (zmenšení účinnosti na 50 %) může být při teplotě přechodu 100 °C kratší než 10 000 hodin.

Při skladování v povolených teplotních mezích bez průtoku proudu se účinnost zmenšuje velmi nepatrně. U luminiscenčních diod s vyšším napětím v propustném směru (GaP) se zmenšuje účinnost diod, podle údajů výrobců rychleji, než u diod s menším propustným napětím (GaAs a GaAsP). Jak je vidět z následující tabulky, právě infračervené luminiscenční diody (GaAs) mají nejmenší napětí v propustném směru.

Materiál	Barva	λ [nm]	Typ. U_0 [V]
GaAs	infračervená	900	1,3
GaAsP	červená	650	1,6
GaAsP	oranžová	610	2,0
GaAsP	žlutá	590	3,0
GaP	zelená	560	3,0

Tato skutečnost je v případě optoelektrických vazebních členů výhodná, neboť tyto členy používají jako světelný zdroj právě infračervené luminiscenční diody. Závislost zmenšování účinnosti luminiscenčních diod na napětí v propustném směru ukazuje na to, že je zmenšování účinnosti pravděpodobně převážně určeno velikostí přiloženého napětí v propustném směru, nikoli protékajícím proudem.

Zatěžování luminiscenčních diod napětím v nepropustném směru může vést k prudkému zmenšení účinnosti. Tuto skutečnost je nutno vzít v úvahu při návrhu konkrétního zapojení. Při provozu v obvodech se střídavým napětím je vhodné zapojit do série ještě usměrňovací diodu.

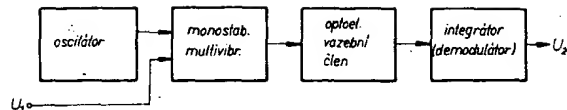
Při požadavcích na dlouhou dobu života se doporučuje provozovat optoelektrické prvky při pokud možno nízké teplotě okolí, s dobrým chlazením a malým průchozím proudem. Tento požadavek je podstatně tvrdší než u polovodičů z křemíku. Ovšem na druhé straně malý průchozí proud, jak bylo již dříve ukázáno, vede k tomu, že charakteristiky luminiscenčních diod jsou silně nelineární. Je tedy nutné volit při návrhu kompromis mezi linearity a dobou života luminiscenční diody.

Přenos analogového signálu pomocí číslicové techniky

Kvalita přenosu analogového signálu optoelektrickým vazebním členem je omezena přesností výběru vazebních členů a jejich teplotních závislostí. Zlepšit linearitu a teplotní stabilitu je možné použitím číslicové techniky. Analogový signál je v tomto případě převeden do číslicové formy, v číslicové formě přenesen přes vazební člen a potom převeden zpět do analogové formy. Vazební člen je pak použit pouze jako spínač, takže kvalita přenosu je určována kvalitou převodu analog-číslo a číslo-analog. Použitelná šířka přenášeného pásma je určena zpožděním ve vazebním členu.

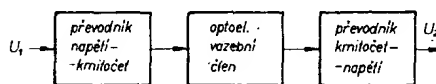
Jedním z možných způsobů převodu analogového signálu do číslicové formy spočívá v použití impulsně šířkové modulace. Na obr. 48 je blokové znázornění přenosu analogového signálu s použitím impulsně šířkové modulace. Místní oscilátor kmitá na pevném kmitočtu f . Monostabilní multivibrátor mění v závislosti na velikosti vstupního napětí U_1

Obr. 48. Přenos analogového signálu s použitím impulsně šířkové modulace



střídá výstupních impulsů z místního oscilátoru. (Pokud je $U_1 = 0$, má výstupní napětí čtvercový průběh). Na přijímací straně je impulsně šířková modulace převedena zpět na amplitudovou integrátorem.

Další možný způsob spočívá v použití převodu napětí-kmitočet. Vstupní analogový signál je převeden v převodníku U/f do číslicového tvaru a na přijímací straně je



Obr. 49. Přenos analogového signálu s použitím převodu napětí-kmitočet

převeden zpět z převodníku kmitočet-napětí (obr. 49).

Při přenosu signálu optoelektrickým vazebním členem je možné také využít kmitočtové modulace. Při tomto způsobu přenosu je nosný kmitočet f_0 kmitočtově modulován tak, že $f_0 \pm \Delta f_0$ je úměrně vstupnímu analogovému signálu. Po průchodu optoelektrickým vazebním členem je k rekonstrukci původního signálu použit vhodný kmitočtový detektor.

Konečně je možné použít i převodu analogového signálu na binární číslo. V tomto případě je vstupní analogový signál nejprve převeden na binární číslo v analogově-digitálním převodníku. Výstup z převodníku musí být sériový. Po průchodu sériových číslicových slov vazebním členem je sériový formát slov převeden na paralelní a v převodníku D/A je zpět získán analogový signál. Vzhledem k velké rozlišovací schopnosti a linearitě současně vyráběných převodníků A/D a D/A je touto metodou možno dosáhnout podstatně lepších výsledků, než s dříve popisovaným izolačním zesilovačem se dvěma vazebními členy. Použití číslicové techniky bude, vzhledem k ceně i dostupnosti speciálních číslicových obvodů, vhodné spíše pro některé z náročných aplikací v profesionální technice, než pro amatérské použití. Právě v amatérském použití najde uplatnění metoda přímého přenosu analogového signálu optoelektrickým vazebním členem. Pochopitelně najde tato metoda uplatnění i v některých nenáročných případech v profesionální technice.

Realizace izolačního zesilovače s optoelektrickým vazebním členem

Pro realizaci izolačního zesilovače bylo použito modifikované zapojení se dvěma vazebními členy (obr. 47). Jako vazební členy byly použity typy MB101 (NDR). Základní technické parametry, které jsou potřebné k návrhu zapojení byly získány měřeními.

Základní technické parametry optoelektrického vazebního členu MB101:

Vazební člen č. 1
 $I_{F01} = 1,04 \text{ mA}$ ($I_{D01} = 6 \text{ mA}$)
 $\eta_{01} = 0,173$ ($I_{D01} = 6 \text{ mA}$), $n_1 = 1,20$
 Izolační napětí 2500 V.

Vazební člen č. 2
 $I_{F02} = 1,19 \text{ mA}$ ($I_{D02} = 6 \text{ mA}$)
 $\eta_{02} = 0,198$ ($I_{D02} = 6 \text{ mA}$), $n_2 = 1,17$
 Izolační napětí 2500 V.

V modifikovaném zapojení byla použita varianta č. 2, tj. $-U_{C01} = -U_{C02} = -U_{C0}$. V konkrétním zapojení (obr. 50) bylo zvoleno $-U_{C0} = -6,7 \text{ V}$. Uvedené napětí je určeno Zenerovým napětím diod D_1 a D_2 . Ze zvoleného klidového proudu luminiscenčních diod

(6 mA) je nutné vypočítat odpory R_1 a R_2 . Pro uvedené zapojení bude platit (za předpokladu $U_1 = 0$ a $I_{C01} + I_{F01} = 0$):

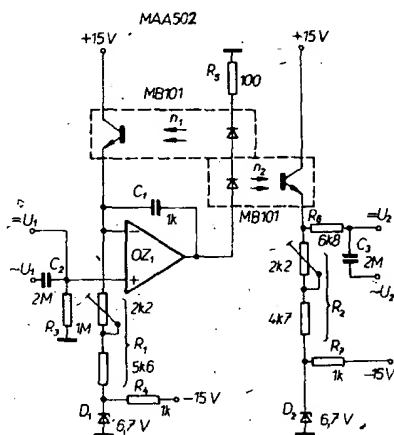
$$I_{C01} = \frac{U_{C0}}{R_1} \text{ nebo } R_1 = \frac{U_{C0}}{I_{F01}} = \frac{6,7}{1,04 \cdot 10^{-3}} = 6442 \Omega.$$

Podobně bude platit pro R_2 [viz podmínka (44)]

$$R_2 = \frac{R_1}{\eta_{02}} = \frac{6442}{1,145} = 5625 \Omega,$$

$$\text{kde } \eta_{02} = \eta_{02}/\eta_{01} = \frac{0,198}{0,173} = 1,145.$$

Při vlastní realizaci je vhodné odpory R_1 a R_2 složit z jednoho odporu pevného a z jednoho odporu proměnného (trimru), (obr. 50).



Obr. 50. Zapojení funkčního vzorku izolačního zesilovače

Můžeme tak přesně nastavit klidový proud $I_{D01} = I_{D02}$ i nulovou úroveň na výstupu izolačního zesilovače.

Na základě předcházejícího rozboru vlastností izolačních zesilovačů s optoelektrickým vazebním členem můžeme nyní vypočítat velikost chyby linearity ΔI a velikost činitele harmonického zkreslení k_2 . V uvažovaném případě zvolíme modulační index $m = 0,5$. Z rovnice (47) potom vyplývá

$U_{IV} = \pm 3,35 \text{ V}$ (maximální hodnota). Dále bude platit pro n_c

$$n_c = \frac{n_2}{n_1} = 0,975.$$

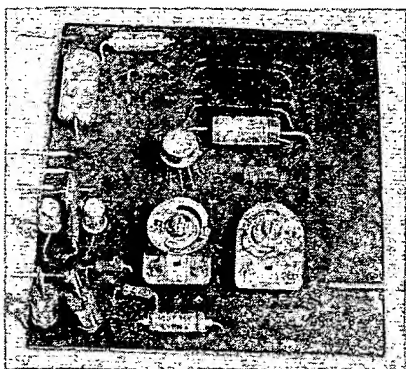
Ze vztahu (25) vypočítáme dále maximální chybu nelinearity. Po dosazení do uvedeného vztahu obdržíme $\Delta I = 7,7 \cdot 10^{-3} = 0,77 \%$. Podobně ze vztahu (28) pro velikost činitele harmonického zkreslení

$k_2 = 3,1 \cdot 10^{-3} = 0,31 \%$. Napájecí napětí izolačního zesilovače bylo zvoleno běžné, $\pm 15 \text{ V}$. Jako operační zesilovač OZ1 byl použit běžný typ TESLA MAA502, který pro dané účely vyhoví.

Na tomto místě je nutné se zmínit o kondenzátoru C_1 . Při uvádění zesilovače do chodu se ukázalo, že zapojení je velmi nestabilní. Za jistých okolností se zesilovač

rozkmítával. Důvodem nestability je v tomto případě nevhodná kmitočtová charakteristika přenosového členu (optoelektrického vazebního členu) ve smyčce zpětné vazby operačního zesilovače OZ₁. Kondenzátor C₁ upravuje průběh kmitočtové charakteristiky vazebního členu tak, aby zapojení bylo naprosto stabilní.

Nastavení izolačního zesilovače je velmi jednoduché. Po připojení napájecího napětí ±15 V překontrolujeme, je-li na diodách D₁ a D₂ správné Zenerovo napětí. Vhodným nastavením trimru R₁ nastavíme klidový proud luminiscenčních diod na požadovanou velikost, tj. v našem případě na 6 mA. Klidový proud kontrolujeme podle úbytku napětí na odporu R₃. Dalším krokem je nastavení nulové ss úrovně na výstupu izolačního zesilovače. Nulovou výstupní úroveň nastavíme trimrem R₂. Budeme-li izolační zesilovač používat pro přenos signálů, které mají výhradně střídavý charakter, je vhodné oddělit vstup a výstup zesilovače kondenzátory C₂ a C₃. Do neinvertujícího vstupu OZ₁ je nutné ještě dále připojit svodový odpor R₃. Kapacity kondenzátorů C₂ a C₃ a odpor R₃ budeme volit podle rozsahu přenášeného kmitočtového pásma. Je pochopitelné, že při přenosu signálů střídavého charakteru nemusíme vyžadovat nulovou ss úroveň na výstupu zesilovače, neboť výstup je oddělen od dalších obvodů kondenzátorem C₃. Způsob realizace funkčního vzorku je patrný z obr. 51.



Obr. 51. Realizovaný vzorek izolačního zesilovače

Měření přenosových vlastností izolačního zesilovače

Na realizovaném izolačním zesilovači byly změřeny tři základní přenosové vlastnosti: nejprve zesílení. Známe-li zesílení, lze ze vztahu (48) určit činitele nelinearity n_k . K přesnému určení vstupního a výstupního napětí je vhodné použít číslicové voltmetry. Při vlastním měření přivedeme na vstup zesilovače ss napětí $U_1 \approx 3$ V, jehož velikost přesně změříme. Potom pro zesílení A izolačního zesilovače bude platit

$$A = \frac{U_2}{U_1}$$

U měřeného zesilovače bylo $U_1 = 3,414$ V a $U_2 = 3,314$. Zesílení je tedy $A = 0,971$. Pro změněná napětí U_1 a U_2 vyplývá ze vztahu (48)

$$n_k = 0,976.$$

Tato velikost n_k , jak je vidět na první pohled, je ve velmi dobré shodě s hodnotou, která byla získána proměřením přenosových charakteristik optoelektrických vazebních členů.

Při měření chyby linearity bylo nejprve na vstup izolačního zesilovače přivedeno malé

vstupní napětí U'_1 (asi 200 mV), které bylo ovšem co nejpřesněji změřeno, stejně jako odpovídající výstupní napětí U'_2 . Potom bylo vstupní napětí zvětšeno na $U'_1 = -4$ V, přesně změřeno, stejně jako výstupní napětí U'_2 . Pokud by byl izolační zesilovač přesně lineární, potom by platilo

$$U'_2 = U'_1 \frac{U'_2}{U'_1}$$

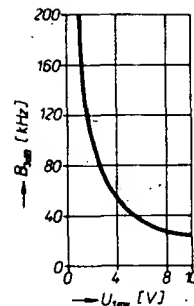
Budeme-li předpokládat, že v malé oblasti kolem nulového vstupního napětí pracuje zesilovač lineárně, potom pro chybu linearity můžeme psát (viz vztah (23))

$$\Delta I = \frac{U'_2 - U'_1 \frac{U'_2}{U'_1}}{U'_1 \frac{U'_2}{U'_1}}$$

Uvedeným způsobem byla změřena chyba nelinearity $|\Delta I| \approx 0,8$ %

Na realizovaném vzorku byl dále změřen činitel harmonického zkreslení k . Činitel byl $k = 0,45$ % pro efektivní $U_1 = 2,5$ V (7 V mezivrcholová hodnota). Zatímco skutečná chyba nelinearity ΔI velmi dobře souhlasí s teoretickou, u činitele harmonického zkreslení tomu tak není. Vysvětlení této skutečnosti je velmi jednoduché. Při výpočtu jsme pro jednoduchost uvažovali pouze zkreslení druhou harmonickou složkou, kdežto při obvyklém měření činitele zkreslení běžným měřicím zkreslení jsou ve výsledku měření obsaženy všechny harmonické složky. Můžeme tedy vždy očekávat, že skutečný činitel k bude o něco větší. Ke změření samotného činitele k_2 by bylo nutné použít vlnový analyzátor, který však není běžně dostupným přístrojem.

Posledním parametrem, který byl změřen na izolačním zesilovači, byla kmitočtová charakteristika. Na obr. 52 je závislost kmitočtu vstupního signálu, při němž se výstupní signál zmenší o 3 dB v závislosti na mezivrcholové hodnotě napětí vstupního signálu. Jak je z obrázku vidět, se zvětšujícím se vstupním napětím se prudce zužuje přenášené kmitočtové pásmo. Při malých vstupních napětích je izolační zesilovač schopen přenést signály s kmitočtem několik set kHz. Naproti tomu při velkých vstupních signálech (10 V mezivrcholová hodnota) se zužuje přenášené pásmo na 20 kHz. Z hlediska maximální šířky přenášeného kmitočtového pásma je



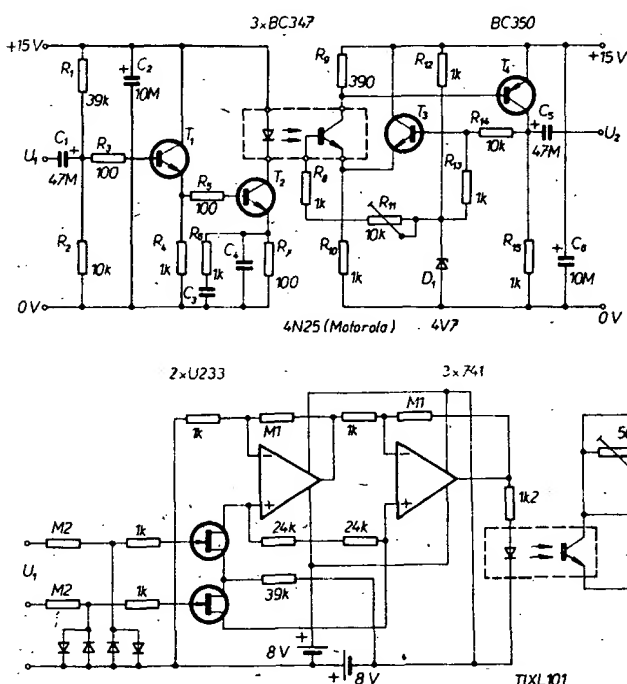
Obr. 52. Kmitočtová charakteristika izolačního zesilovače

tedy vhodné pracovat s malými úrovněmi vstupního napětí (max. 1 V mezivrcholová hodnota). Výsledná kmitočtová charakteristika izolačního zesilovače, tak jak je uvedena na obr. 52, je určena přenosovými vlastnostmi jednak samotného optoelektrického vazebního členu, jednak přenosovými vlastnostmi použitého operačního zesilovače.

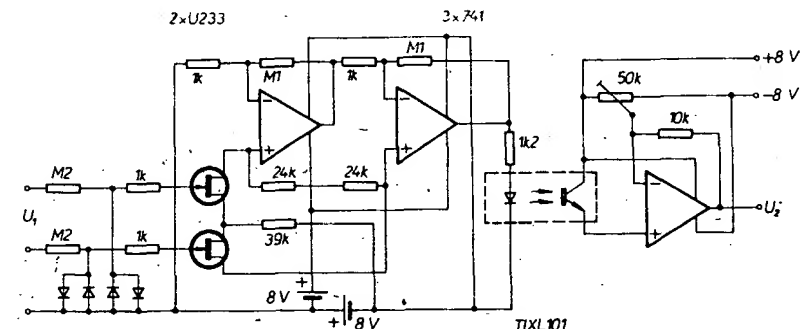
Příklady z literatury

Na obr. 53 je zapojení izolačního zesilovače s optoelektrickým vazebním členem. Zesilovač je určen k přenosu barevného signálu [11]. Šířka přenášeného pásma je 6 MHz. Základem uvedeného zapojení je optoelektrický vazební člen Motorola 4N25. Uvedený vazební člen je složen z luminiscenční diody a z křemíkového fototranzistoru. Aby bylo dosaženo vyhovující linearity, je luminiscenční dioda napájena ze zdroje konstantního proudu (I_2). Emitorový sledovač na vstupu zesilovače zajišťuje dostatečně velký vstupní odpor. Korekční obvod v emitoru tranzistoru T₁ kompenzuje úbytek zesílení fototranzistoru na vysokých kmitočtech. Celkový přenos izolačního zesilovače je asi 0 dB. Maximální mezivrcholové vstupní napětí je 1 V. Zesílení je možno nastavit trimrem 10 kΩ (R_{11}).

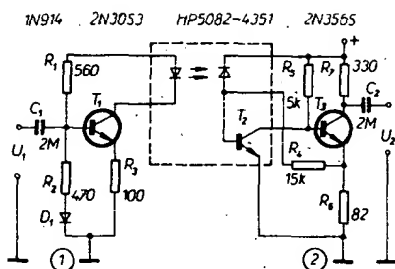
Zesilovač biopotenciálů používající optoelektrickou vazbu je na obr. 54. Autoři udávají kmitočtovou charakteristiku do 50 kHz. Chyba linearity je při proudu 6 mA luminiscenční diody ve vazebním členu pro modulační proud ±0,4 mA maximálně ±1 %. Zlepšit linearity by si vyžádalo zvětšit klidový proud I_{D0} luminiscenční diody, ale



Obr. 53. Izolační zesilovač pro přenos televizního signálu



Obr. 54. Izolační zesilovač pro přenos biopotenciálů



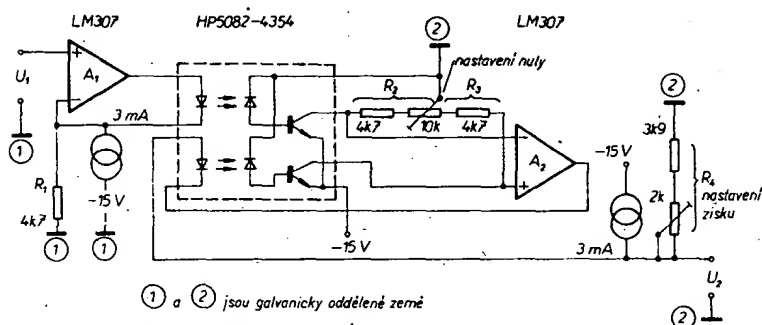
Obr. 55. Jednoduchý izolační zesilovač s jedním vazebním členem

tím by se zároveň zkracovala doba jejího života. Z hlediska jednoduchosti jsou jako zdroj izolované části zesilovače použity dvě baterie [12].

Další z příkladů provedení izolačního zesilovače s jedním optoelektrickým vazebním členem je na obr. 55. Tranzistor T_1 spolu s odpory R_1 , R_2 a R_3 zajišťují klidový proud luminiscenční diodou 20 mA. Odpor R_3 navíc určuje rozkmit vstupního napětí. Pro $R_3 = 100 \Omega$ může být vstupní napětí v rozmezí ± 1 V, což odpovídá proudu $I_D = 15$ až 25 mA. Tranzistory T_2 a T_3 pracují jako kaskádní zesilovač. Vlastnosti kaskádního zesilovače jsou dány velikostí zpětné vazby, která je určena odpory R_4 a R_6 . Volbou odporu R_4 je možno ovlivnit stupeň zpětné vazby a tím tedy i zesílení. Vzhledem k tomu, že smyčka zpětné vazby neobsahuje celý optoelektrický vazební člen, budou vlastnosti izolačního zesilovače silně závislé na teplotě. Posuv výstupní stejnosměrné úrovně v tomto případě není ovšem na závidu, neboť zesilovač je určen pouze pro střídavé signály (vstup, popř. výstup zesilovače jsou odděleny kondenzátory C_1 , popř. C_2). Teplotní změny se ovšem nutně projeví na stabilitě zesílení, neboť účinnost luminiscenční diody je velmi závislá na teplotě. Tento nedostatek je ovšem možné do jisté míry kompenzovat použitím termistoru. Chyba linearity uvedeného typu izolačního zesilovače je typicky 2 % pro rozsah vstupního napětí ± 1 V.

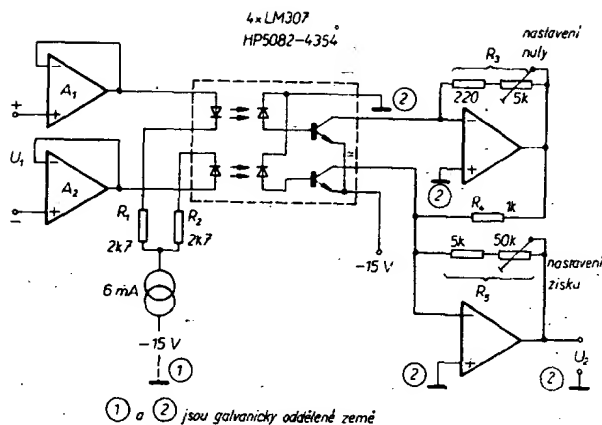
Na obr. 56 je zapojení izolačního zesilovače se dvěma optoelektrickými vazebními členy [13]. Zapojení je analogické se zapojením, které bylo dříve podrobně analyzováno. Základem zapojení je dvojitý vazební člen HP5082-4354 (Hewlett-Packard). Vzhledem k tomu, že oba vazební členy jsou umístěny ve společném pouzdře, dá se očekávat, že zapojení bude mít velmi dobré vlastnosti.

Odpor R_1 určuje rozsah vstupního napětí. Pro $R_1 = 4,7 \text{ k}\Omega$ se může vstupní napětí pohybovat v rozsahu -5 až $+5$ V, což odpovídá proudu luminiscenční diodou 2 až 4 mA. Výstupní nulová úroveň je určena nastavením poměru odporů R_2 a R_3 . Zesílení je určeno odporem R_4 . Jak bývá u izolačních zesilovačů zvykem, nastavuje se jednotkové zesílení (0 dB).



Obr. 56. Izolační zesilovač s dvojitým vazebním členem HP5082-4354 (Hewlett-Packard)

Obr. 57. Diferenční izolační zesilovač



Šířka přenášeného pásma je omezena vlastnostmi použitého operačního zesilovače na 25 kHz. Stabilita zesílení je velmi dobrá. Nestabilita zesílení je $-0,03 \text{ }^\circ\text{C}$. Ofset nuly je $\pm 1 \text{ mV}/^\circ\text{C}$. Maximální izolační napětí je omezeno vzdálenostmi vývodů u dvojitěho vazebního členu na 500 V. Pokud by se v uvedeném zapojení použily dva samostatné vazební členy, zvětšilo by se izolační napětí na 2500 V. Chyba linearity je též malá. Pro součinitel nelinearity $n_L = 1,05$ a modulační index $|m| = 0,35$ je chyba nelinearity $\Delta I = 1 \text{ }^\circ$.

Dalším z často používaných typů izolačních zesilovačů je diferenční izolovaný zesilovač. Jak je vidět z obr. 57, jedná se v základě o známé a používané zapojení. Bude-li se proud luminiscenční diodou druhého vazebního členu zmenšovat, zatímco u dříve uvedených zapojení izolačních zesilovačů se dvěma vazebními členy byla chyba linearity určena poměrem činitelů nelinearity, tak u diferenčního zesilovače bude chyba linearity určena rozdílem jednotlivých činitelů nelinearity. Jinými slovy: pro malou chybu linearity je nutno vybrat takové dva vazební členy, které mají pokud možno stejného činitele nelinearity. Párování vazebních členů je v tomto případě tedy obtížnější. V zapojení na obr. 57 je pro $n_1 = 1,9$, $n_2 = 1,7$ a $|m| = 0,35$ chyba nelinearity 2,8 % [13].

V uvedeném zapojení je rozsah vstupního napětí určen odpory $R_1 = R_2$. Pro uvedený případ, tj. $R_1 = R_2 = 2,7 \text{ k}\Omega$, se může vstupní napětí pohybovat v rozsahu -5 až $+5$ V, což odpovídá proudu luminiscenční diodou 2 až 4 mA. Odporem R_3 je možno nastavit nulovou výstupní úroveň zesilovače, zatímco odporem R_4 je určen zisk zesilovače.

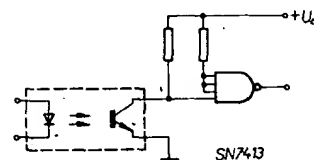
Příklady zapojení optoelektrických vazebních členů v obvodech s impulsními signály

Jak již bylo uvedeno, použití optoelektrických vazebních členů v impulsní technice se

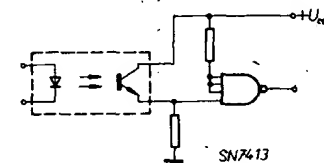
stalo již běžné. Z tohoto důvodu je dále uvedeno několik příkladů tohoto způsobu použití optoelektrických vazebních členů [6].

Jedním z častých problémů, který se vyskytuje například v průmyslových zařízeních, je izolace vstupu logických obvodů. Zapojení takového izolačního vstupního obvodu, používajícího ke korekci tvaru výstupního impulsu integrovaného Schmittova obvodu SN7413, je na obr. 58 a 59. Zapojení na obr. 58 neinvertuje vstupní signál, zatímco zapojení na obr. 59 invertuje vstupní signál. Pokud nejsou velké nároky na tvar výstupního impulsu, lze místo SN7413 použít MH7400. Schmittův obvod SN7413 je možné pro dané účely nahradit i diskretními součástkami (obr. 60).

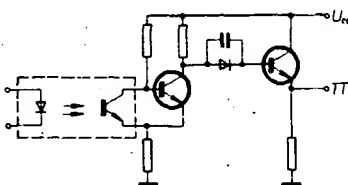
V elektronických systémech, které jsou složeny z několika prostorově vzdálených částí, vznikají často problémy se zemněním a stíněním. Uzemní-li se plášť souosého kabelu jen na jednom konci, chová se kabel jako nepříznivě působící vedení a vznikají na něm odrazy, které mohou znehodnotit přenášený signál. Je-li naopak plášť uzemněn na obou koncích, vznikají problémy se zemními smyčkami, případný rozdíl zemních potenciálů v jednotlivých částech zařízení se vyrovnává v plášti kabelu, což může opět vést



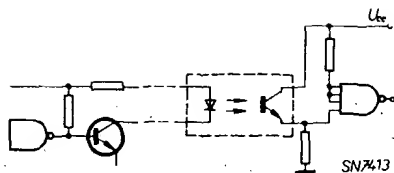
Obr. 58. Izolace vstupu logických obvodů. Neinvertující provedení



Obr. 59. Izolace vstupu logických obvodů. Invertující provedení



Obr. 60. Izolace vstupu logických obvodů. Tvarování výstupního signálu pomocí tranzistorů



Obr. 61. Izolace sousého kabelu

k narušení přenášeného signálu. Řešení tohoto problému pomocí optoelektrického vazebního členu je uvedeno na obr. 61.

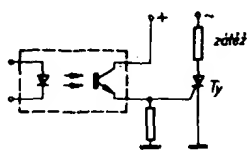
Velkého izolačního napětí a izolačního odporu optoelektrického vazebního členu lze využít ke konstrukci prvku pro bezkontaktní spínání větších zátěží s galvanickým oddělením ovládacího vstupu od výkonového odporu. Základní uspořádání takového zařízení je na obr. 62. Koncový stupeň může být tvořen výkonovým tranzistorem, tyristorem nebo



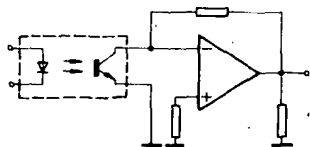
Obr. 62. Základní zapojení bezkontaktního spínání výkonového stupně

triakem. Jednoduchý způsob realizace základního zapojení je na obr. 63.

Klasickou izolací vstupů impulsních zařízení je impulsní transformátor. Impulsní transformátor je ovšem zpravidla prvek rozměrný a drahý. Na obr. 64 je zapojení impulsního zesilovače s operačním zesilovačem, jehož vstup je oddělen od předchozího obvodů optoelektrickým vazebním členem.



Obr. 63. Bezkontaktní spínání zátěže pomocí tyristoru



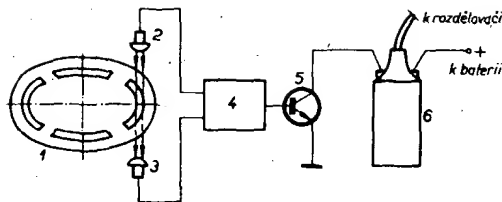
Obr. 64. Izolace vstupu impulsního zesilovače

V dalším příkladu je uveden velmi zajímavý způsob použití optoelektrického vazebního členu. Vazební člen je použit jako spínací prvek v elektronickém zapalovacím systému benzínových spalovacích motorů. Je totiž všeobecně známo, že většina popisovaných elektronických zapalování řeší problém elektronického zapalování jen zčásti, neboť pouze nahrazuje spínání výkonovým elektronickým prvkem. Vlastní mechanický kontakt zůstává a je zatížen minimálním proudem (dokonce je tento proud někdy uměle zvětšován, protože stávající přerušovací kontakty nejsou způsobeny ke spínání příliš malých proudů).

Vlastní přerušovací kontakt s pohyblivými mechanickými částmi u běžných elektronických zapalování zůstává a jako všechny pohyblivé části podléhá opotřebení. Zejména se průběžně mění původně nastavený předstih a doba otevření kontaktu.

Nový zapalovací systém, který má pracovat bez údržby a je nastaven pouze jednou při

Obr. 65. Bezkontaktní zapalovací systém pro spalovací motory



výrobě, používá k získání potřebných řídicích impulsů elektronický snímač. Na obr. 65 je princip uvedeného systému. Na ose rozdělovače je připevněn disk 1 s otvory, jimiž prochází paprsek z „infračerveného“ vysílače 2 a dopadá na fototranzistor 3. Vlastní snímač je součástí řídicí elektroniky 4, na jejímž výstupu je výkonový tranzistor nebo tyristor 5, který spíná proud do zapalovací cívky 6. Podle autora uvedené práce je doba života takového elektronického zapalování mnohem delší než doba života běžných automobilů.

Uvedený výčet příkladů použití optoelektrických vazebních členů v impulsních zařízeních není zdaleka úplný, účelem bylo pouze poukázat na rozdíl mezi použitím vazebních členů v impulsní technice a v technice, kde se vyžaduje přenos analogového signálu.

Závěr.

Popsali jsme si základní vlastnosti izolačních zesilovačů s optoelektrickými vazebními členy. Na základě teoretického rozboru byl navržen a realizován jednoduchý izolační zesilovač se dvěma vazebními členy. U realizovaného vzorku byly proměřeny základní technické parametry, které byly ve velmi dobré shodě s vypočítanými parametry. Tato shoda potvrzuje základní předpoklad – možnost realizovat kvalitní izolační zesilovač s optoelektrickými vazebními členy, které jsou určeny původně pouze k impulsnímu provozu.

Popsaného izolačního zesilovače je možno využít všude tam, kde je třeba přenést signál mezi galvanicky oddělenými obvody, dále k přerušení zemních smyček, oddělení země elektronických přístrojů od výkonových zařízení, i v lékařství např. ke snímání biopotenciálů. V posledním případě izolační zesilovač chrání živý organismus před úrazem elektrickým proudem. V radiotechnické praxi je možné izolační zesilovač použít např. k izolovanému výstupu nf signálu z televizního přijímače. Své uplatnění najde i v některých případech při přehrávání záznamu z jednoho magnetofonu do druhého. Často neodstranitelné zemní smyčky znehodnocují totiž kvalitu nahrávky (brum, kmitání apod.). Tyto parazitní jevy je možné izolačním zesilovačem elegantně odstranit.

Z výše uvedeného rozboru funkce izolačních zesilovačů s optoelektrickými vazebními členy vyplývá, že zisk zesilovače nezávisí na absolutní velikosti činitelů přenosu η_{01} , η_{02} , ale pouze na velikosti poměru η_{02}/η_{01} . Z tohoto hlediska je tedy možné použít libovolný typ optoelektrických vazebních členů. Z hlediska linearity přenosu je pak rozhodující pouze poměr n_2/n_1 . Volba vhodného typu vazebního členu je spíše otázkou vyžadova-

ného maximálního izolačního napětí pro danou aplikaci. To byl také důvod, proč v realizovaném vzorku byl použit typ MB101, který má izolační napětí 5 kV, zatímco typy TESLA WK 164 10 a WK 164 11 mají max. izolační napětí o řád menší [14], [15].

Dodatek

V TESLA Blatná se podle [16] připravují do výroby další dva typy optoelektrických vazebních členů, které svými parametry předčí předcházející typy (WK 164 10, WK 164 11). Jedná se o vazební členy s typovým označením WK 164 12 a WK 164 13. Dále jsou uvedeny základní elektrické parametry těchto prvků.

WK 164 12.

Polovodičový prvek vytvořený těsným optickým spojením luminiscenční diody GaAs, zářící v infračervené oblasti spektra a křemíkového fototranzistoru n-p-n s maximální citlivostí ve stejné oblasti spektra. Celek je zalisován do pouzdra z plastické hmoty.

Vysílač (luminiscenční dioda) GaAs) při +25 °C

Proud v propustném směru: 30 mA (max.).

Napětí v propustném směru ($I_0 = 30$ mA): 1,7 V.

Impulsní proud ($t = 100 \mu s$) $\leq 1,5$ A (inf. údaj)

Přijímač (Si fototranzistor n-p-n) při +25 °C:

Napětí kolektor-emitor (při $I_c = 100 \mu A$, $I_0 = 0$): ≥ 20 V.

Kolektorová ztráta: 50 mW (max.)

Proud za tmy (při $U_{CE} = 30$ V, $I_0 = 0$): ≤ 100 nA.

Saturační napětí (při $I_c = 0,2$ mA, $I_0 = 30$ mA): $\leq 0,4$ V.

Spojovací člen při +25 °C:

Činitel přenosu: min 1 %.

Izolační napětí: 4 kV.

Izolační odpor: min. $10^9 \Omega$.

Kapacita vstup – výstup: max. 0,5 pF (inf. údaj).

Doba náběhu ($I_{on} = 1$ mA, $U_{CE} = 6$ V, $R_L = 100 \Omega$): $\leq 15 \mu s$.

Doba doběhu ($I_{on} = 1$ mA, $U_{CE} = 6$ V, $R_L = 100 \Omega$): $\leq 15 \mu s$.

WK 164 13

Polovodičový prvek vytvořený těsným optickým spojením luminiscenční diody GaAs, zářící v infračervené oblasti spektra a dvojice křemíkových fototranzistorů n-p-n v Darlingtonově zapojení. Celek je zalisován do pouzdra z plastické hmoty.

Vysílač (luminiscenční dioda GaAs) při +25 °C:

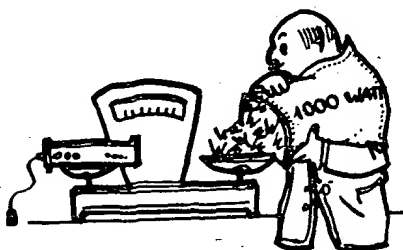
Proud v propustném směru: 30 mA (max.).

Napětí v propustném směru ($I_0 = 30$ mA): 1,7 V.

Impulsní proud ($t = \leq 100 \mu s$) $\leq 1,5$ A (inf. údaj).

Přijímač (Si fototranzistory n-p-n v Darlingtonově zapojení) při +25 °C:

Napětí kolektor-emitor (při $I_c = 100 \mu A$, $I_0 = 0$): ≥ 20 V.



Proud zatmy ($U_{CE} = 10 \text{ V}$, $I_D = 0$): $\leq 100 \text{ nA}$.
 Kolektorová ztráta: 50 mW (max.) .
 Saturační napětí ($I_C = 2 \text{ mA}$, $I_D = 5 \text{ mA}$):
 $\leq 0,8 \text{ V}$.

Spojovací člen při $+25^\circ \text{C}$:

Činitel přenosu ($I_D = 2 \text{ mA}$, $U_{CE} = 1 \text{ V}$):
 min. 50 %.

Izolační napětí: $2,5 \text{ kV}$.

Ztrátový výkon: 100 mW .

Izolační odpor: min. $10^9 \Omega$.

Kapacita vstup – výstup:
 max. $0,5 \text{ pF}$ (inf. údaje)

Doba doběhu ($I_{on} = 10 \text{ mA}$, $U_{CE} = 5 \text{ V}$, $R_L =$
 $= 100 \Omega$): $\leq 125 \mu\text{s}$.

Doba doběhu ($I_{on} = 10 \text{ mA}$, $U_{CE} = 5 \text{ V}$, $R_L =$
 $= 100 \Omega$): $\leq 100 \mu\text{s}$.

MĚŘENÍ KAPACIT

(Rozbor jednotlivých metod)

Měření kapacit je jedním z nejzákladnějších elektrických měření, zejména v radio-technice. Vzhledem k tomu, že přímé měření kapacit (tj. z definičního vztahu) je prakticky nemožné, používají se nejrůznější metody nepřímé. Proberme si nejprve základní metody měření kapacit z hlediska přesnosti, měřicího oboru a v neposlední řadě z hlediska jejich aplikovatelnosti v amatérských podmínkách.

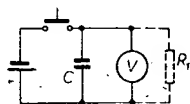
Jednou z nejjednodušších metod měření kapacit je určení kapacity z časového průběhu nabíjení nebo vybíjení kondenzátorů přes známý odpor R . Tak např. časový průběh vybíjení kondenzátoru je dán vztahem:

$$U = U_0 e^{-\frac{t}{RC}},$$

kde U je napětí kondenzátoru, U_0 je počáteční napětí, R je vybíjecí odpor a C kapacita kondenzátoru. Měříme-li tedy např. dobu, za níž se vybije kondenzátor na zhruba 37 % počátečního napětí (přesně $1/e$), je kapacita dána vztahem:

$$C = \frac{t}{R}$$

Uspořádáme-li tedy měřicí zařízení podle obr. 66, můžeme určit kapacitu kondenzátoru, známe-li vnitřní odpor měřidla a svodový



Obr. 66. Zapojení pro měření kapacity z časového průběhu nabíjení

proud kondenzátoru a považujeme-li je za konstantní (u elektrolytických kondenzátorů to platí pouze v rozmezí zhruba od 0,1 do 0,7 maximálního napětí). Vybíjecí odpor můžeme změřit pomocí odporu páralelně k měřidlu (na obr. 66 zakreslen čárkovane). Vybíjecí doba bude nyní kratší a bude

$$t' = \frac{t R_1}{R + R_1}$$

Kapacita pak bude

$$C = \frac{t' R_1}{R_1 (t - t')}$$

Vidíme, že v tomto druhu již nevystupuje odpor R , tedy veličina, kterou bychom určovali dosti obtížně. Navíc při tomto způsobu měření můžeme R vypočítat pomocí R_1 , t a t' a známe-li vnitřní odpor měřidla, můžeme vypočítat svodový odpor kondenzátoru podle vztahu

$$R_s = \frac{R_1 R_2 (t - t')}{R_2 t' - R_1 (t - t')}$$

Uvedená metoda je velmi jednoduchá, její hlavní výhodou je, že nevyžaduje zvláštní přístroje, vystačíme pouze s voltmetrem. Hodí se pro měření větších kapacit, v rozsahu zhruba 1 až 1000 μF . Při měření velkých kapacit, kdy je t příliš velké, můžeme odpor R_1 volit poměrně malý. Potom, pokud platí, že $R_1 \ll R$, platí také, že $t' \ll t$ a platí přibližně vztah:

$$C = \frac{t'}{R_1}$$

Chyba, kterou při této aproximaci děláme, je přibližně rovna poměru $\frac{R_1}{R}$ popř. $\frac{t'}{t}$.

Další možností, jak zkrátit měření kondenzátorů velkých kapacit, je použít jiné konečné napětí a nikoli 37 % počátečního napětí. Např. při vybíjení na $0,9 U_0$ platí, že doba je rovna jedné desetíně časové konstanty, tzn. pro určení kapacity bude v tomto případě platit vztah

$$C = \frac{t}{0,1 R}$$

Pro odpor R platí vše, co bylo dříve uvedeno. Obecně lze použít jakýkoli zlomek počátečního napětí. Pro výpočet kapacity pak platí vztah:

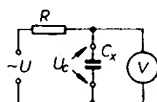
$$C = \frac{t}{R \ln \frac{U_1}{U_0}}$$

V tomto vzorci je U_1 napětí, na které byl kondenzátor vybit po uplynutí času t .

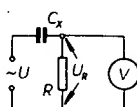
Další velmi jednoduchou metodou je metoda reaktanční. Hodí se zejména pro měření kapacit svitkových kondenzátorů s větším provozním napětím. Měří se střídavým napětím o známém kmitočtu. Jednou z možností je použít síťové napětí (např. přes oddělovací transformátor). Měřicí zapojení je na obr. 67, popř. obr. 68. Zapojení z obr. 67 je vhodné pro větší kapacity (nad $0,5 \mu\text{F}$). Odpor R musí být v obou případech volen tak, aby snesl plné napětí U . Pro zapojení na obr. 67 platí pro napětí, měřené voltmetrem, vztah

$$C = \frac{L}{R \omega \sqrt{\frac{U^2}{U_C^2} - 1}}$$

Tento vztah se pro velké $\frac{U}{U_C}$ (alespoň větší



Obr. 67. Měření kapacit reaktanční metodou



Obr. 68. Modifikace zapojení z obr. 67 pro měření menších kapacit

než 3) a pro kmitočet 50 Hz dá zjednodušit na tvar

$$C = \frac{U}{U_C} \frac{10^6}{314 R} \quad [\mu\text{F}; \text{V}, \Omega]$$

Chyba, které se dopouštíme touto aproximací, je asi

$$\frac{1}{2} \frac{U_C^2}{U^2}$$

Obdobně pro zapojení podle obr. 68 platí vztahy

$$C = \frac{1}{R \omega} \sqrt{\frac{U_R^2}{U^2 - U_R^2}}$$

a po zjednodušení:

$$C = \frac{U_R}{U} \frac{10^6}{314 R} \quad [\mu\text{F}; \text{V}, \Omega]$$

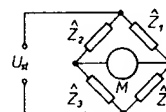
Chyba této aproximace je zhruba stejná, jako v předešlém případě.

Mez přesnosti této metody je přibližně 1 % – závisí na volbě součástek a měřicího přístroje. Aby přesnost nebyla negativně ovlivněna svodovým proudem kondenzátoru, musí být splněna podmínka, že svodový odpor R_s musí být větší, než $100/\omega C$, stejná podmínka platí pro vnitřní odpor voltmetru v zapojení podle obr. 67. V zapojení podle obr. 68 můžeme vnitřní odpor voltmetru zahrnout do odporu R .

Tato metoda je opět výhodná tím, že při ní vystačíme s obyčejným voltmetrem, i když tentokrát střídavým. Její nevýhodou je poměrně omezený rozsah kapacit, který jí lze měřit, nutnost použít poměrně velká napětí k měření a konečně nelineární stupnice. Též jí nelze měřit kapacitu elektrolytických kondenzátorů. Tato metody se používá většinou k orientačnímu měření kapacit u některých univerzálních měřicích přístrojů (z našich např. DU 20).

Velmi rozšířenou a současně jednou z nejpřesnějších metod měření kapacit je metoda můstková. Využívá se u ní vlastně principu Wheatstoneova můstku, ve kterém jsou ovšem použity komplexní impedance, takže podmínky rovnováhy jsou poněkud složitější. Základní zapojení takového můstku je na obr. 69. Rovnováhy můstku se dosáhne, je-li splněna podmínka

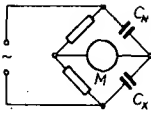
$$\hat{Z}_1 \hat{Z}_3 = \hat{Z}_2 \hat{Z}_4 \quad (1)$$



Obr. 69. Zapojení střídavého můstku

Tato podmínka dává dvě rovnice, jednu pro reálnou, druhou pro imaginární složku součinu komplexních impedancí.

V praxi to znamená, že větve musí být v rovnováze nejen co do absolutních hodnot impedancí (jako je tomu u Wheatstoneova můstku), ale musí být dosaženo i rovnováhy fázové. Tento soubor dvou podmínek však umožňuje určit jak reálnou, tak imaginární složku impedance. Konkrétně u kondenzátoru je to jeho kapacita a svodový odpor, který se někdy vyjadřuje prostřednictvím tangenty ztrátového úhlu ($\text{tg } \delta$).



Obr. 70. Můstek pro měření bezetrátových kondenzátorů

Pro měření bezetrátových kondenzátorů lze použít nejjednodušší zapojení můstku (obr. 70).

Srovnáme-li toto zapojení s obr. 69, dostaneme:

$$Z_1 = \frac{1}{j\omega C_N}, Z_2 = R_1, Z_3 = R_2, Z_4 = \frac{1}{j\omega C_X}$$

Dosažením do (1) dostaneme podmínku

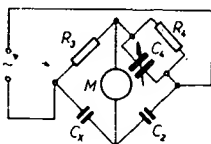
$$\frac{R_2}{j\omega C_N} = \frac{R_1}{j\omega C_X}$$

Pro rovnováhu můstku je nutnou podmínkou nejen to, že oba kondenzátory (C_N a C_X) nesmí mít svodový proud, ale také to, že oba odpory musí být bezindukční.

K měření reálných kondenzátorů se využívá složitějších můstků. Zapojení je mnoho, jednotlivá zapojení se volí podle toho, jak velké kapacity chceme měřit, zda chceme tímž můstkem měřit i jiné veličiny (např. indukčnosti) apod.

Pro měření kapacit se používá nejčastěji Scheringův můstek (obr. 71). V uvedeném zapojení jsou jednotlivé impedance rovny:

$$Z_1 = R_3, Z_2 = R_1 + \frac{1}{j\omega C_1}, Z_3 = \frac{1}{j\omega C_2}, \frac{1}{Z_4} = \frac{1}{R_4} + j\omega C_4$$



Obr. 71. Scheringův můstek

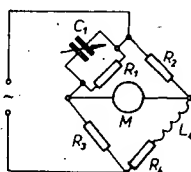
Kondenzátor C_4 je nahrazen sériovou kombinací kondenzátoru C_1 a odporu R_1 .

Dosažíme-li tyto impedance do (1), dostaneme podmínku:

$$\frac{R_3}{R_4} + j\omega R_3 C_4 = \frac{C_2}{C_1} + j\omega R_1 C_2$$

Porovnáme-li reálné a imaginární složky této rovnice, dostaneme:

$$C_4 = \frac{R_1}{R_3} C_2 \quad \text{a} \quad \text{tg } \sigma = \omega R_1 C_1 = \omega R_4 C_4$$



Obr. 72. Maxwellův můstek

Dalším, velmi používaným můstkem pro měření kapacit, hlavně pro možnost měřit též indukčnosti, je můstek Maxwellův. Jeho zapojení je na obr. 72. Vyčíslením impedancí a dosazením do (1) bychom dostali vztahy

$$R_1 R_4 = R_2 R_3 \quad \text{a} \quad L_4 = C_1 R_2 R_3$$

Můstkové metody měření kapacit a indukčností jsou velmi rozšířeny pro svou přesnost a jednoduchost. Při použití dostatečně přesných součástek je dosažitelná přesnost běžně 0,1 %, existují i můstky přesnější. Nevýhodou můstkových metod je poměrná obtížnost měření, tj. nutnost vyrovnávat můstek do rovnováhy, když je tuto činnost možno usnadnit, nebo dokonce zautomatizovat.

Výhodou můstkových měřicích metod jsou jednoduché vztahy mezi jednotlivými veličinami, možnost měřit indukčnosti pomocí kapacitního normálu, což umožňuje použít jednu stupnici pro měření různých veličin ve velkém rozsahu hodnot. Navíc je stupnice při vhodné volbě součástek lineární.

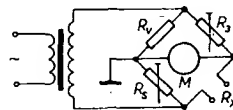
Poslední vlastnosti je využito v můstku, jehož schéma je na obr. 73, k tomu, že je měření „digitální“. Jde o zapojení můstku RLC profesionální výroby (firma Belco). Místo proměnných odporů se zde využívá odporových dekád. Vzhledem k vhodné volbě součástek v ostatních větvích je hodnota měřené součástky rovna dekadickému násobku čísel poloh jednotlivých přepínačů odporových dekád. Pouze na nejnižším řádu je použit potenciometr, aby vyvážení můstku bylo spojitě.

Krátce k činnosti tohoto můstku: tranzistor T_1 tvoří zdroj střídavého napětí, které se přes transformátor Tr_1 přivádí na můstek. Tranzistory T_2 , T_3 a T_4 tvoří střídavý zesilovač s proměnným ziskem, kterým se zesiluje napětí mezi dvěma zbylými uzly můstku. Na jeho výstupu je přes usměrňovač připojeno

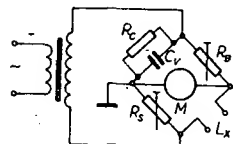
měřidlo, takže celek může fungovat jako nulový indikátor.

Při měření odporu je můstek zapojen jako Wheatstoneův, zapojení je na obr. 74. Měřený odpor je dán vztahem:

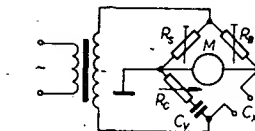
$$R_X = \frac{R_b R_c}{R_v}$$



Obr. 74. Funkce můstku z obr. 73 při měření odporů



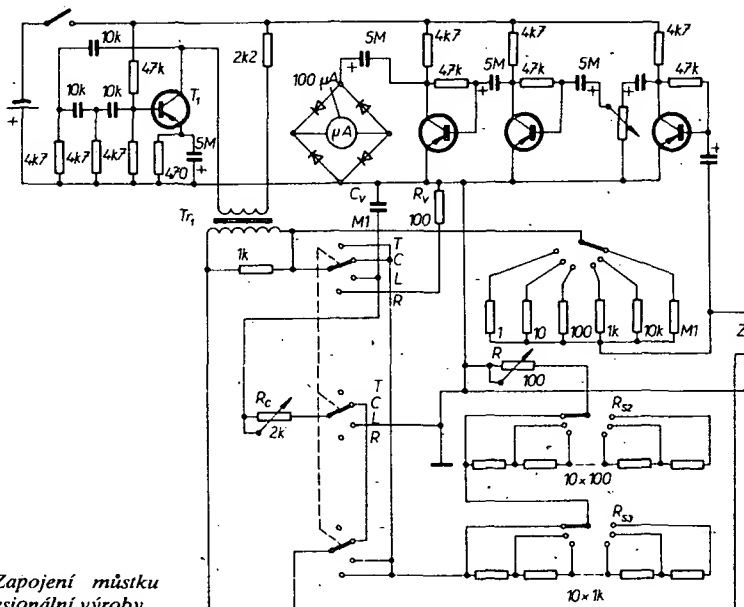
Obr. 75. Funkce můstku z obr. 73 při měření indukčnosti



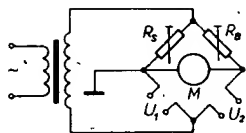
Obr. 76. Funkce můstku z obr. 73 při měření kapacit

R_b je odpor, kterým se přepíná rozsah, R_c je sériová kombinace odporů u přepínačů – tímto odporem se vyrovnává můstek. Odpor R_v je pevný odpor 100 Ω .

Rozsah	R	L	C	T
1	0,1 až 111 Ω	1 μ H až 1,1 mH	10 pF až 11,1 nF	1/10 ⁴ až 11/100
2	1 Ω až 1,1 k Ω	10 μ H až 11,1 mH	100 pF až 111 nF	1/10 ³ až 1,11
3	10 Ω až 11,1 k Ω	0,1 až 111 mH	1 nF až 1,11 μ F	1/10 ² až 11,1
4	0,1 až 111 k Ω	1 mH až 1,1 h	10 nF až 11,1 μ F	1/10 až 111
5	1 k Ω až 1,1 M Ω	0,01 až 11,1 H	0,1 až 111 μ F	1 až 1110
6	10 k Ω až 11,1 M Ω	0,1 až 111 H	1 až 1110 μ F	10 až 11 1000



Obr. 73. Zapojení můstku RLC profesionální výroby



Obr. 77. Funkce můstku z obr. 73 při měření poměru závitů

Při měření indukčnosti je můstek zapojen jako Maxwellův (obr. 75). Měřená indukčnost je dána vztahem:

$$L_x = C_x R_0 R_x$$

Odpory R_0 a R_x mají stejnou funkci jako při měření odporů, C_x je pevný kondenzátor 0,1 μF , potenciometrem R_x se vyrovnává parazitní odpor indukčnosti.

Při měření kapacit je zapojení podle obr. 76. Při rovnováze platí pro měřenou kapacitu vztah

$$C_x = \frac{R_0 C_0}{R_x}$$

Funkce všech součástek je stejná jako při měření indukčnosti, potenciometrem R_x se vyrovnává ztrátový úhel kondenzátoru.

V poloze T přepínače funkci měří tento můstek též poměry počtu závitů u transformátorů. Zapojení při tomto měření je na obr. 77. Při rovnováze můstku platí:

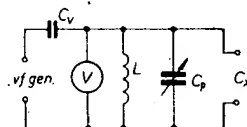
$$\frac{n_1}{n_2} = \frac{R_0}{R_x}$$

Uvedený můstek má při měření každé veličiny 6 rozsahů. Jednotlivé rozsahy jsou uvedeny v tabulce u obr. 73.

Z popisu je vidět, že zapojení je velmi jednoduché, čtení údajů též, nevýhodou však je jako u všech můstkových metod nutnost vyrovnávat můstek, tedy můstek ve své základní podobě nemůže být přímoukazující (výchylka nulového indikátoru není v jednoduchém vztahu k obvodovým prvkům můstku). Je samozřejmě možné zkonstruovat můstek, který se vyrovnává automaticky, takový můstek je však velmi složitý a vyplatí se pouze při konstrukci extrémně přesných můstků – výhodou takového můstku je potom však přímé (většinou číslicové) čtení měřených veličin.

Další metodou měření kapacit je metoda rezonanční. Jejím principem je zapojení kondenzátoru do rezonančního obvodu a zjištění rezonančního kmitočtu. Tato metoda má dvě základní modifikace: jednou z nich je metoda substituční – měřeným kondenzátorem vyladíme obvod změnou kmitočtu do rezonance, pak zapojíme do obvodu místo měřeného kondenzátoru proměnný normálový kondenzátor, pomocí něhož vyladíme obvod opět do rezonance. Kapacita měřeného kondenzátoru je pak rovna kapacitě normálu.

V praxi se však měří poněkud odlišně. Jako normálový kondenzátor se používá obvykle cejchovaný ladící kondenzátor v zapojení podle obr. 78. Kapacita C_v je velmi



Obr. 78. Základní zapojení pro měření kapacity substituční metodou

malá (menší než 1 pF), aby laděný obvod nebyl zatěžován vnitřním odporem generátoru. Stejně tak musí být co největší vnitřní odpor voltmetru. Obvod vyladíme do rezonance změnou kmitočtu generátoru při maximální kapacitě kondenzátoru C_v . Pak připojíme kondenzátor C_x a změnou kapacity kondenzátoru C_v vyladíme obvod opět do rezonance. C_x pak určíme jako rozdíl mezi oběma údaji. Tímto způsobem můžeme mě-

řit i kondenzátory, jejichž kapacita je větší než C_v , připojíme-li kondenzátor C_x přes sériovou kapacitu C_v . Tato kapacita se nejčastěji volí rovna rozdílu největší a nejmenší kapacity proměnného kondenzátoru C_v , neboť sériová kombinace, jak známo, nemůže tuto hodnotu přesáhnout. Místo kapacity C_x je pak do rezonančního obvodu zapojen kondenzátor o kapacitě

$$C = \frac{C_x C_v}{C_x + C_v}$$

Pomocí tohoto způsobu měření můžeme rozšířit možnosti této metody do mnohonásobku kapacity C_v , horní mez je dána rozlišitelností rezonance pomocí ladění kondenzátorem C_v . Při dostatečně velké jakosti Q obvodu (alespoň 100) a jemném cejchování kondenzátoru C_v , kdy rozlišíme rozdíl kapacity 0,02 C_v můžeme uvedenou metodou měřit kapacity v rozmezí 0,02 až 50 C_v .

Těto metody se využívá hlavně při měření kapacit na Q -metru, kde je již realizován budicí a měřicí obvod, stačí jen ocejchovat ladící kondenzátor, což je výhodné i pro proměřování cívek, pro něž je Q -metr původně určen (tovární Q -metry mají kondenzátor obvykle již ocejchován). Na Q -metru lze touto metodou měřit kapacity od jednotek pF do tisíců pF. Tato metoda je rychlejší a pohotovější, než metoda můstková, pro měření malých kapacit vhodnější, ale méně přesná a méně univerzální.

Další modifikací rezonanční metody je metoda měření s normálovou indukčností. Měřený kondenzátor se připojí k rezonančnímu obvodu, v němž je indukčnost známá. Laděním generátoru se obvod vyladí do rezonance a kapacita se stanoví výpočtem z Thomsonova vzorce. Upravíme-li základní tvar tohoto vzorce pro praktické hodnoty, dostaneme tvar:

$$C = \frac{25\,330}{f^2 L} \quad [\text{pF; MHz; } \mu\text{H}] \quad (2)$$

V praxi je většinou generátor cejchován místo v kmitočtu přímo v kapacitách. Obdobně se dají měřit i indukčnosti s použitím normálového kondenzátoru. Na tomto principu pracuje např. před časem vyráběný měřič LC (TESLA), zařízení na tomto principu bylo popsáno i na stránkách AR. Touto metodou je možno měřit kondenzátory ve velkém rozmezí kapacit a velmi pohotově, zařízením lze měřit jak kapacitu, tak indukčnost. Nicméně ani tato metoda neumožňuje přímo číst kapacitu měřených kondenzátorů.

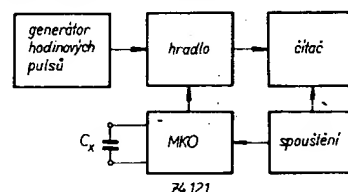
Modifikací této metody lze dosáhnout toho, aby bylo možno číst kapacitu přímo. Dosáhne se toho tím, že se kondenzátor zapojí do laděného obvodu v oscilátoru. Kapacita se pak dá určit z kmitočtu oscilátoru a z Thomsonova vzorce. V praxi však takto vypočítaný údaj zahrnuje všechny parazitní kapacity, proto se nejprve přístroj kalibruje. Pro tuto metodu stačí tedy mít oscilátor a přímoukazující měřič kmitočtu, jehož stupnice je přímo ocejchována v jednotkách kapacity. Tato metoda však má několik úskalí. Především je nutno použít takové zapojení oscilátoru, které je schopné kmitat s nejrůznějšími kapacitami nejen co do velikosti, ale i co do kvality. Vzhledem k závislosti rezonančního kmitočtu na kapacitě je stupnice takového měřiče velmi nelineární. Stanovení stupnice výpočtem je příliš nepřesné. Při kalibrování stupnice normálovými kondenzátory je nutno použít mnoho různých kondenzátorů. Samozřejmě lze touto metodou měřit i indukčnosti. Měřič LC, pracující na tomto principu, byl též popsán na stránkách AR.

Doposud popsané metody jsou dnes již klasické, využívá se jich ve většině měřičů kapacit, ať už profesionálně vyráběných, tak popisovaných v radioamatérské literatuře. Jejich společnou nevýhodou je fakt, že vyža-

duje měření substituční nebo kompenzační metodou, v případě přímoukazující měření není výstupní údaj lineárně závislý na kapacitě a nehodí se tedy k číslicovému měření (s výjimkou automatických můstků, které jsou však velmi komplikované). S rozvojem číslicové techniky se proto objevily některé nové metody měření kapacit, které umožňují převod měřené kapacity na číslo.

Jedna z metod využívá přesných monostabilních obvodů, které se podařilo vyrobit monolitickou technologií. Nejtýpčtějším představitelem těchto obvodů je monostabilní klopný obvod TTL 74121, který se mimo jiné vyrábí i v PLR pod označením UCY74121 a v roce 1979 ho zařadil do svého katalogu i n. p. TESLA Rožnov (zajišťuje ho TESLA OP dovozem právě z PLR). Délka výstupního impulsu tohoto monostabilního obvodu je určována jedním kondenzátorem a jedním odporem a je zhruba rovná 0,69 RC, přičemž závislost jak na velikosti odporu, tak na kapacitě kondenzátoru je velmi přesně lineární. Délka výstupního impulsu závisí velmi málo jak na napájecím napětí, tak na teplotě a závisí prakticky jen na R a C natolik, že lze této závislosti využít k měřicím účelům.

Podíváme-li se na závislost délky výstupního impulsu na kapacitě časovacího kondenzátoru, vidíme, že monostabilní obvod pracuje vlastně jako lineární převodník kapacita – čas. Převodění délky impulsu do číslicové formy je již velmi jednoduché. Jedna z možností převodu je na obr. 79. Jde o blokové schéma číslicového měřiče kapacit s monostabilním klopným obvodem.



Obr. 79. Blokové schéma číslicového měřiče kapacit s monostabilním obvodem

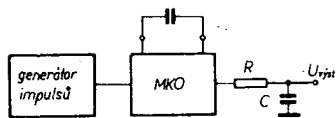
Monostabilní klopný obvod vyrábí impulsy, jejichž délka je zhruba 0,69 RC. Těmito impulsy jsou hradlovány hodinové impulsy, vyráběné v hodinovém generátoru. Počet impulsů, který projde hradlem, a který se tedy načítá na čítači, je dán vztahem:

$$n = Tf$$

kde T je délka impulsu a f kmitočet hodinových impulsů. Dosadíme-li za T vztah, uvedeny dříve, dostaneme

$$n = 0,69 R f C$$

Odpor R a kmitočet f volíme podle požadovaného rozsahu měření kapacit, popř. podle velikosti jednotky zobrazeného čísla. Například, chtěli bychom použít obvod 74121 k měření kapacit tak, aby jednotka číslicového měření byla 1 pF, dostaneme podmínku $Rf = 1,44 \cdot 10^{12} \Omega \text{ s}^{-1}$. Maximální odpor podle katalogu výrobce je 40 k Ω . Odtud tedy dostáváme minimální kmitočet hodinových impulsů zhruba 36 MHz. Vidíme, že takovéto měření je právě na mezí použitelnosti této metody. Horní hranice měřitelných kapacit touto metodou je opět dána pouze katalogovým údajem o maximální použitelné kapacitě, která je u obvodu 74121 rovna 1000 μF . Pokud bychom chtěli měřit v celém uvedeném rozsahu, museli bychom pochopitelně měnit R a f podle naznačené úvahy. Praktické zapojení takového měřiče bude samozřej-



Obr. 80. Blokové schéma jednoduchého měřiče kapacit s MKO

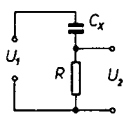
mě složitější, neboť v praxi je nutno kompenzovat parazitní kapacity a počáteční délku impulsu bez připojeného kondenzátoru, který je u obvodu 74121 asi 30 ns, a je zřejmě závislá na zpoždění signálu na jednotlivých prvcích uvnitř struktury obvodu.

Tuto metodu lze též použít pro analogové měření kapacity. Blokové schéma takového měřiče je na obr. 80. MKO je buzen hodinovým generátorem. Změnou délky impulsu se mění střída impulsů na výstupu monostabilního obvodu a tedy i střední hodnota napětí na výstupu za integračním členem. Změna střední hodnoty napětí je lineárně závislá na kapacitě kondenzátoru. Rozsah se mění změnou kmitočtu hodinového generátoru.

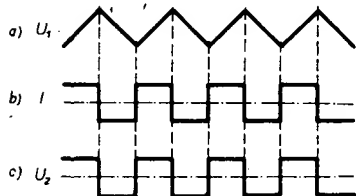
Velmi zajímavým způsobem je řešení převod kapacity na napětí v číslicovém multimetru TR 1657 z MLR. Využívá se v něm závislosti proudu kondenzátorem na napětí, které je dáno vztahem:

$$U_C = \frac{1}{C} \int i_C dt + U_0 \text{ a odtud } i_C = C \frac{dU_C}{dt}$$

Z tohoto vztahu je vidět, že přiložíme-li na kondenzátor napětí, které se mění lineárně s časem, bude kondenzátorem procházet konstantní proud, jehož velikost bude záviset na strmosti zvětšování napětí. Měřicí zapojení je na obr. 81. V daném případě se používá k měření napětí pilovitého průběhu podle obr. 82a. Průběh tohoto napětí je tedy v každém okamžiku lineárně závislý na čase, pouze v bodech zlomu se mění znaménko rychlosti zvětšování napětí. Proud tekoucí kondenzátorem bude tedy mezi dvěma body zlomu konstantní, v bodě zlomu změní směr, ale jeho absolutní hodnota zůstane stejná. Proud tedy bude mít průběh podle obr. 82b. Na sběracím odporu R bude napětí, jehož průběh bude shodný s průběhem proudu a napětí bude rovno součinu proudu a odporu, tedy přímo úměrné proudu, a tedy také kapacitě kondenzátoru. Toto střídavé pravoúhlé napětí změříme střídavým voltmetrem. Při vhodné zvolené kmitočtu a amplitudě pilovitého napětí bude voltmetr ukazovat kapacitu ve zvoleném rozsahu. Toto



Obr. 81. Zapojení při měření kapacit pilovitým napětím



Obr. 82. Průběhy napětí a proudu v zapojení z obr. 81

zapojení se tedy hodí jako doplněk k číslicovému multimetru.

Měření varikapů

Měření kapacity varikapů má několik zvláštností. Co do řádu jde o měření malých kapacit (řádu jednotek až desítek pF). Běžná maximální kapacita varikapů je 10 až 50 pF, v poslední době se začaly objevovat varikapy, určené pro ladění přijímačů SV, jejichž maximální kapacita je až 250 pF, takové varikapy jsou však spíše výjimkou. Použitá metoda tedy musí mít rozlišitelnost řádu pF.

Mnohem větším omezením pro volbu měřicí metody je fakt, že kapacita přechodu závisí na přiloženém napětí, a to jak na stejnosměrném (řidicím), tak i na střídavém. Navíc musí metoda zajistit, aby za žádných okolností nebyl přechod pólován v propustném směru. V zásadě platí, že střídavé napětí, které se objevuje na varikapu při provozu a tedy i při měření, by mělo být mnohem menší, než stejnosměrné řídící napětí.

Z uvedeného vyplývá, že nejvýhodnější pro měření varikapů budou rezonanční metody, neboť tyto metody umožňují použít velmi malá střídavá napětí, navíc varikap při měření touto metodou bude provozován ve stejném režimu, jako při vlastním provozu. Z rezonančních metod pak bude nejvýhodnější zapojit rezonanční obvod v oscilátoru, neboť tato metoda umožňuje přímo číst žádaný údaj a tím i snáze snímat charakteristiky. Jak již bylo naznačeno, je však jistým problémem při použití této metody značná nelinearita závislosti kmitočtu takového oscilátoru na kapacitě kondenzátoru. Z rovnice (2) vyplývá vztah pro závislost kmitočtu na napětí:

$$f = \frac{160}{\sqrt{LC}} \text{ [MHz; } \mu\text{H, pF]}$$

Do jisté míry lze tento průběh linearizovat, zapojíme-li měřený kondenzátor paralelně ke kondenzátoru s větší konstantní kapacitou. Označíme-li ho C_0 a rezonanční kmitočet s ním f_0 , pak rezonanční kmitočet po připojení kondenzátoru C bude dán vztahem:

$$f = \frac{f_0}{\sqrt{1 + \frac{C}{C_0}}}$$

Rozvedeme-li tento vztah do mnohočlenu, dostaneme tuto aproximaci původního vztahu:

$$f = f_0 \left[1 - \frac{1}{2} \frac{C}{C_0} + \frac{3}{8} \left(\frac{C^2}{C_0^2} \right) - \text{atd.} \right]$$

Zvolíme-li poměr C/C_0 dostatečně malý (tj. C_0 mnohem větší než C), budou se velmi málo uplatňovat vyšší mocniny tohoto poměru a závislost se bude jen velmi málo lišit od lineární. V tomto případě budeme moci závislost kmitočtu na kapacitě aproximovat vztahem:

$$f = f_0 \left(1 - \frac{1}{2} \frac{C}{C_0} \right)$$

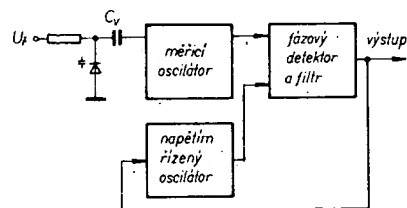
Vidíme, že linearita závislosti byla vykoupena velmi malou změnou kmitočtu. Aby-



chom si ukázali, jaký poměr C/C_0 můžeme zvolit, aby měření bylo ještě dostatečně lineární, odhadneme nelinearitu podle rovnice (3). Protože vliv vyšších mocnin je tím menší, čím vyšší je mocnina, budeme předpokládat, že nelinearita je způsobena kvadratickým členem. Tato úvaha je oprávněná proto, že hledáme takový poměr C/C_0 , kdy vliv kvadratického členu bude zanedbatelný a dá se tedy předpokládat, že v tomto případě se obdobně neuplatní kubický člen (a další členy). Odchylna od linearity za těchto předpokladů bude dána poměrem kvadratického a lineárního členu rozvoje (3), což je $0,75 C/C_0$. Změna kmitočtu oproti tomu je rovna $0,5 C/C_0$. Tak např. zvolíme-li $C_0 = 10C$, bude podle předchozích úvah změna kmitočtu zhruba 5 % a odchylna od linearity bude asi 7,5 %. V praxi to znamená, že kdybychom měli lineární převodník kmitočtet-napětí s lineární stupnicí a použili-li bychom k její kalibraci vztah (4), byla při měření kapacity $C = 0,1 C_0$ chyba 7,5 %. Chyba měření při této metodě a tomto poměru kapacit je zmenšit tím, že stupnici nebudeme kalibrovat podle (4), ale přesně pro maximální hodnotu kapacity (v daném případě $C = 0,1 C_0$). V tomto bodě je totiž největší odchylna. Při této kalibraci bude největší chyba pro kapacitu asi 0,5C a bude zhruba 2 % maximální hodnoty – tedy přesnost tohoto měření, pokud uvažujeme pouze chybu způsobenou pouze nelinearitou, bude asi 2 %. V uvedeném případě je změna kmitočtu při maximální kapacitě pouze 5 %; chceme-li tedy dodržet přesnost měření 2 %, musí tomu odpovídat i stabilita oscilátoru a měřiče kmitočtu. Např. změna kmitočtu oscilátoru o 0,1 % již vyvolá stejnou chybu, tj. 2 % měřicího rozsahu. Stabilita oscilátoru musí tedy být mnohem větší, aby nebyly dále zhoršovány parametry tohoto měřiče.

Z těchto úvah vyplývá, že za určitých předpokladů lze zkonstruovat přímoukazující měřič malých kapacit (při použití rezonanční metody), který má lineární stupnici a poměrně dobrou přesnost, za předpokladu, že dokážeme dostatečně přesně vyhodnotit malé změny kmitočtu použitým měřičem kmitočtu. Pokud bychom chtěli měřit přímo kmitočet oscilátoru, musel by měřič kmitočtu mít přesnost a hlavně stabilitu, jakou jsme odvodili pro oscilátor. Tento požadavek je velmi přísný (pro analogový měřič) a bylo by velmi vhodné pokusit se ho obejít.

Jednou z možností, jak převést kmitočet na napětí, která umožňuje poměrně snadno volit závislost napětí na kmitočtu, je použití automatickou fázovou synchronizaci (PLL). Tato metoda je velmi rozšířena např. při demodulaci kmitočtově modulovaných signálů, kde existuje podobný problém, tj. převést změny kmitočtu, které jsou relativně malé vzhledem k pracovnímu kmitočtu (např. 0,7 % u obvyklého mf kmitočtu pro rozhlas FM) na napěťový signál. Blokové schéma takového převodníku je na obr. 83. Kmitočet, který měříme (např. signál oscilátoru) přivádíme na fázový detektor spolu s napětím z místního, napěťově řízeného oscilátoru (VCO). Detektor porovnává fázi obou signálů a výstupní napětím je dolaďován napěťově řízený oscilátor. Je-li celý systém zasynchronizován, jsou kmitočty napětím řízeného oscilátoru a vstupního signálu stejné. Výstupní napětí fázového detektoru



Obr. 83. Blokové schéma systému PLL

je tedy závislé na kmitočtu přicházejícího signálu. Tato závislost je dána závislostí kmitočtu napětím řízeného oscilátoru na napětí. Jedná se tedy o velmi častou metodu, užívanou v měřicí technice pro převod jedné veličiny na druhou, kdy se využívá převodu opačného. Tato metoda je velmi výhodná, pokud je opačný převod snazší. V daném případě je metoda výhodná proto, že napětím řízené oscilátory lze konstruovat s velmi dobrou linearitou převodu napětí na kmitočet a kromě toho lze ve velkém rozmezí měnit jak sřímst této závislosti, tak počáteční podmínky, tj. kmitočet, odpovídající nulovému napětí. V daném případě to znamená, že můžeme relativně snadno navrhnout obvod tak, aby výstupní napětí bylo v mezích, vhodných pro další zpracování.

Hlavní nevýhodou této metody je poměrně značná složitost návrhu regulační smyčky PLL, pokud požadujeme spolehlivou činnost. Navíc obvody PLL jsou poměrně složité, pokud se nepoužijí jednotlivé prvky zapojení v integrované formě. Integrované obvody PLL však jsou v ČSSR zatím nedostupné.

Dalším způsobem, jak zjednodušit vyhodnocení malých kmitočtových změn, je záznamová metoda. Signál o měřeném kmitočtu smísíme ve směšovači se signálem o kmitočtu, který je velmi blízký měřenému. Relativní změna kmitočtového směšovacího produktu je pak mnohem větší, než u původního kmitočtu a je možné využít běžného převodu kmitočet-napětí. Tento postup byl též velmi často používán při demodulaci signálů FM v přijímačích s nízkým mf kmitočtem a počítačím detektorem, což je jeden z nejjednodušších převodníků kmitočet-napětí.

Tato metoda má hlavní výhodu v tom, že neobsahuje žádné zpětné vazby, které při návrhu, který není optimální, mohou způsobovat nestabilitu a mohou být zdrojem obtíží při oživování zařízení, neboť zařízení se obvykle nedá oživit po částech. Uvedená metoda umožňuje snadné oživování po částech s tím, že zařízení oživené po částech už obvykle pracuje bez obtíží i jako celek.

Návrh jednoduchého snímače charakteristik varikapů

Pro jednoduchý přípravek na snímání charakteristik varikapů s případnou možností jejich párování byla zvolena druhá metoda, tedy záznamová. Je tedy nutné navrhnout vhodné zapojení oscilátoru, směšovače a převodníku kmitočet-napětí. Vzhledem k tomu, že podobný přípravek není určen k přesnému měření kapacit, ale pouze k více či méně informativnímu sledování charakteristik varikapů a v případě párování pouze k srovnávacím měřením, nemusí být na jednotlivé prvky kladeny vysoké nároky.

Základním prvkem přípravku je oscilátor. Musí být dostatečně stabilní, musí spolehlivě kmitat i s připojeným varikapem, tj. musí kmitat i s obvodem s menší jakostí Q a konečně musí mít na laděném obvodu malé střídavé napětí, jak již bylo uvedeno. Tyto požadavky jsou ve své podstatě protichůdné, je tedy nutné navrhnout oscilátor kompromisním způsobem, aby byly v rozumné míře dosaženy všechny uvedené parametry. V zapojení je nejvýhodnější použít dva identické oscilátory, z nichž jeden je rozladován varikapem, druhý je naladěn pevně.

Dalším prvkem přípravku je směšovač. Na něj jsou kladeny poměrně malé nároky, neboť rozdílový kmitočet je obvykle velmi podstatně odlišný od kmitočtů ostatních produktů směšování (a lze je tedy snadno odfiltrvat); jediným požadavkem je, aby na výstupu byl zpracovatelný signál, čehož není obtížné dosáhnout díky tomu, že oba přiváděné signály mají poměrně velkou amplitudu.

Analogový převodník kmitočet-napětí převádí signál záznamového kmitočtu na napětí. Je možné použít jakékoli z běžně používaných zapojení – monostabilní obvod, počítač detektor apod.

Na obr. 84 je uveden příklad zapojení jednoduchého přípravku, navrženého podle uvedených zásad. Tranzistory T_1 až T_4 tvoří oscilátor s tvarovačem, který pracuje na kmitočtu asi 460 kHz. Tento kmitočet byl zvolen z praktických důvodů, neboť jako L_1 a C_2 byl použit transformátor 468 kHz z přijímače Dolly. Použité zapojení oscilátoru má tu výhodu, že oscilátor kmitá ve velkém rozmezí kapacit a indukčností a ve velmi širokém rozmezí kmitočtů. Navíc střídavé napětí, nakmitané na obvodu, je velmi malé (v rozmezí 300 až 500 mV) – proto je vhodné pro použití při měření varikapů. S jinými zapojeními oscilátorů se tak malého napětí dosahuje poměrně obtížně. Druhý oscilátor je zcela identický. Oba oscilátory mají na výstupu tvarovač, který signál z oscilátoru zesílí a upraví na přibližně pravoúhlý průběh. Pro zlepšení hrany je ještě na výstup připojena dvojice hradel NAND, na jejichž výstupu jsou již obdélníkovité impulsy s velmi dobrými hranami s úrovní logiky TTL. Oba signály jsou vedeny na směšovač, tvořený klopným obvodem typu D (MH7474). Je-li na vstup hodin přiveden signál vyššího kmitočtu a na vstup D nižšího kmitočtu, objeví se na výstupu signál rozdílového kmitočtu. Toto řešení má výhodu v tom, že na výstupu nejsou signály ani původních kmitočtů, ani součtového kmitočtu; navíc má výstupní signál (impulsy) úroveň logiky TTL.

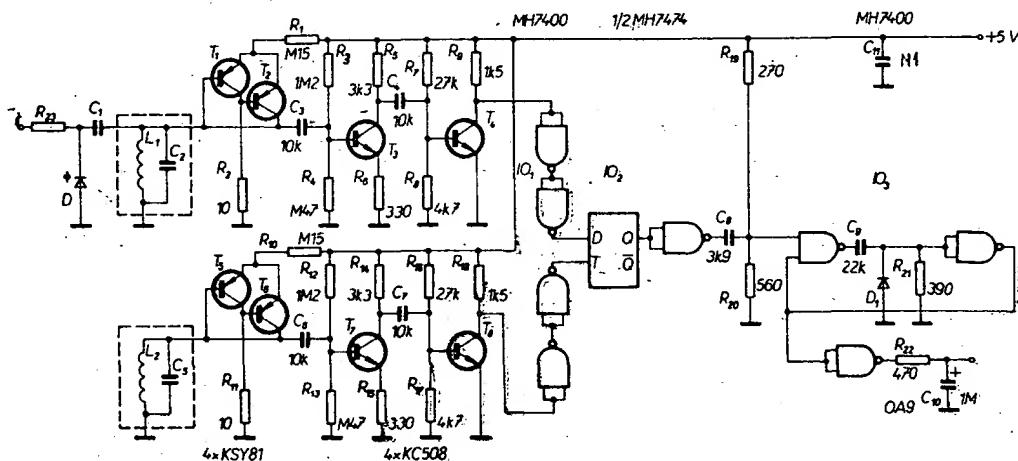
Jako převodník kmitočet-napětí je použit monostabilní klopný obvod z hradel NAND. Vstupní impulsy jsou derivovány kondenzá-

torem C_0 , neboť pracuje-li tento obvod jako zkracovač impulsů, je koncová hrana impulsu méně strmá, při prodlužování impulsu je hrana díky zpětné vazbě z výstupu hradla C do vstupu hradla B mnohem strmější. Na výstupu převodníku je integrační člen RC, který vyhladí výstupní napětí, takže na výstupu je přibližně stejnosměrné napětí, úměrné kmitočtu. Toto zapojení má dvě nevýhody. Jednak výstupní úroveň log. 0 je rozdílná od nuly, takže při nulovém kmitočtu je výstupní napětí nenulové. (Ve vzorku, postaveném autorem, bylo toto napětí asi 27 mV). O toto napětí jsou pak posunuta všechna výstupní napětí. Tato nevýhoda nemá prakticky žádný význam, neboť nemá vliv na linearitu převodu, pouze posouvá výstupní napětí, což v daném případě nevede. Druhý nedostatek je poněkud vážnější. Po ukončení impulsu se kondenzátor C_0 vybíjí přes odpor R_2 a vnitřní odpor hradla. Je-li interval mezi impulsy příliš krátký, kondenzátor se nestačí dostatečně vybit a změní se délka impulsu, která pak částečně závisí na kmitočtu, čímž se naruší linearita převodu. Proto je v zapojení dioda D_1 , která urychluje vybíjení kondenzátoru a zkracuje tak zotavovací dobu obvodu. Nicméně i tak je převodník lineární pouze zhruba do kmitočtu, jemuž odpovídá perioda asi pětikrát delší, než je délka výstupního impulsu. V praxi to znamená, že převod je lineární asi do výstupního napětí 1 V.

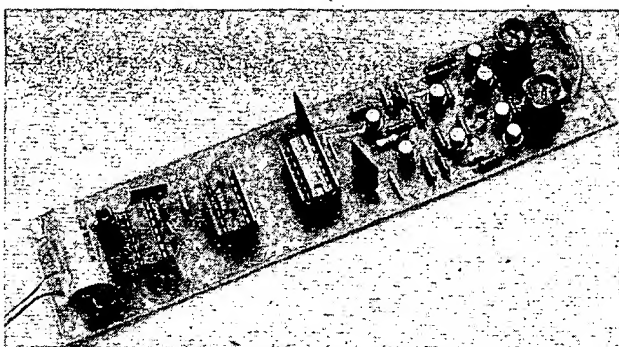
Celý příravek je řešen jako doplněk k zobrazovací jednotce, popsané v AR B5/78, v němž je vestavěn příslušný zdroj napětí pilovitého průběhu pro varikap, zdroje, zesilovač vstupního napětí a další obvody, které umožňují zobrazit charakteristiku na televizní obrazovce.

Uvedené zapojení slouží jen jako příklad, jak lze podobný problém řešit, z předchozích kapitol je zřejmé, jak je možno postupovat při návrhu. Pracovní kmitočet bude dán použitým rezonančním obvodem – uvedené zapojení oscilátoru je schopné pracovat do kmitočtu několika desítek MHz. Při použití jiného rezonančního obvodu bude pravděpodobně nutné zvolit jinak odpor R_1 – tak, aby napětí na obvodu bylo v uvedeném rozmezí, a aby se oscilátor spolehlivě rozkmitával. Odpor podle schématu vyhověl pro obvod s mf transformátorem z přijímače Dolly. Ve vzorku byly použity jako T_1 a T_2 tranzistory KSY81, zapojení však pracuje dobře i s jinými tranzistory p-n-p (např. KF517, BC178). Jedinou zásadou pro volbu laděného obvodu je, že kondenzátor C_2 by měl mít kapacitu rovnou alespoň pětinašobku (lépe však desetinásobku) maximální měřené kapacity, aby linearita převodu kapacity na napětí byla alespoň částečně zachována.

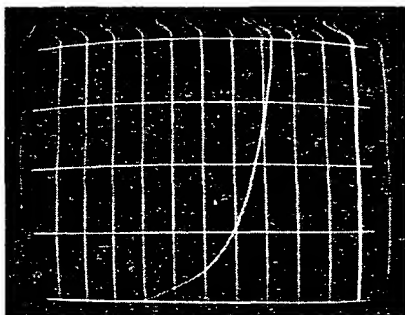
Další součástí, kterou bude nutno individuálně vybrat, je kondenzátor C_0 . Jeho kapacitu volíme tak, aby při měření maximál-



Obr. 84. Zapojení přípravku na snímání charakteristik varikapů



Obr. 84a.



Obr. 84b.

ni kapacity bylo výstupní napětí asi 1 V (v žádném případě však více).

Celý přípravek se nastavuje tak, že bez připojeného varikapu ladíme oba oscilátory tak, aby jejich kmitočty byly stejné, tj. aby na výstupu převodníku bylo nulové napětí, případně aby oscilátor, jehož výstupní signál je přiveden na vstup D IO₂, k němuž bude připojen varikap, kmital na nepatrně nižším kmitočtu; v žádném případě však nesmí kmitat na kmitočtu vyšším.

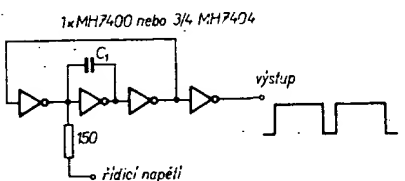
Přípravek byl sestaven na univerzální desce se spoji (obr. 84a); charakteristika měřeného varikapu na obrazovce TVP je na obr. 84b.

ZAJÍMAVÁ A PRAKTICKÁ ZAPOJENÍ

Multivibrátory řízené napětím

Na obr. 85 je schéma multivibrátoru, sestaveného z invertorů logických obvodů TTL, u něhož můžeme ovládat opakovací kmitočet výstupních impulsů řídicím stejnosměrným napětím. Zapojení je velmi jednoduché a lze ho využít všude tam, kde vystačíme se změnou kmitočtu v poměru asi 1:4. Této změny kmitočtu dosáhneme, změníme-li velikost stejnosměrného řídicího napětí z 0 na +10 V.

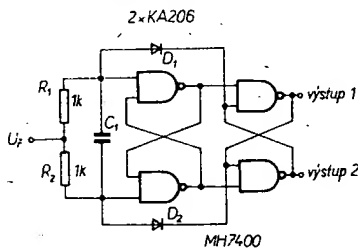
Kmitočet výstupního signálu pravouhlého průběhu bude při nulovém řídicím napětí nejnižší a je dán kapacitou kondenzátoru C₁. Při zvětšování řídicího napětí se zvyšuje i kmitočet výstupního signálu, ale závislost není lineární, což je pro některé aplikace nežádoucí (např. pro generátory kmitočtové rozmitaného signálu).



Obr. 85. Zapojení generátoru řízeného napětím

Jinak i pro tento multivibrátor platí totéž, co je typické pro obdobné obvody sestavené z logických členů TTL, tj. poměrně špatná stabilita kmitočtu výstupního signálu ve vztahu ke změnám okolní teploty a zvláště pak ke změnám napájecího napětí. Opakovací doba výstupních impulsů je úměrná kapacitě C₁ – pro kmitočet 800 kHz bude C₁ přibližně 10 nF. Použijeme-li C₁ = 1 μF, pak bude kmitočet impulsů na výstupu multivibrátoru při nulovém řídicím napětí přibližně 8 kHz, s tímto kondenzátorem můžeme však dosáhnout změny v poměru až 1:7, tedy kmitočtu téměř 60 kHz (při velikosti řídicího napětí +10 V).

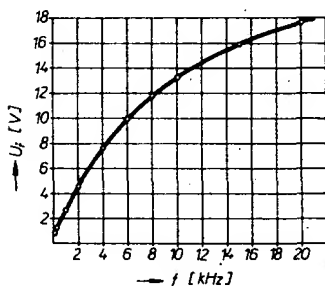
Poněkud složitější, ale co do vlastností podstatně dokonalejší a kvalitnější je napětím řízený multivibrátor, jehož schéma je na obr. 86. Mezi jeho přednosti patří lepší kmitočtová stabilita, přesně symetrické vý-



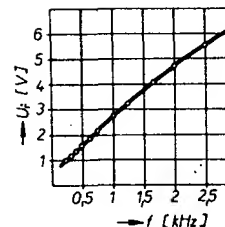
Obr. 86. Dokonalejší zapojení napětím řízeného generátoru

stupní napětí (pravouhlé impulsy se střídou 1:1) na dvou komplementárních výstupech, a především velká přeladitelnost. Poměr mezi kmitočtem při řídicím napětí přibližně +1 V a +25 V je zhruba 1:1000 (při C₁ = 1 μF). Tato vlastnost zaručuje multivibrátoru velmi širokou využitelnost přesto, že ani v tomto případě není závislost kmitočtu na řídicím napětí lineární.

Zapojení se skládá ze dvou klopných obvodů R-S, vázaných vzájemně přes spínací diody D₁ a D₂. Kmitočet multivibrátoru je úměrný nabíjecímu proudu časovacího kondenzátoru C₁, který teče přes diody D₁ a D₂ z výstupů hradel druhého klopného obvodu R-S (je ovlivňován proudem, který pteká přes odpory R₁ a R₂ ze zdroje řídicího napětí). Tím se mění doba, za níž se kondenzátor nabije na úroveň potřebnou k překlopení prvního klopného obvodu R-S.



Obr. 87. Převodní charakteristika napětí-kmitočet pro rozsah řídicího napětí do 18 V



Obr. 88. Převodní charakteristika pro řídicí napětí do 6 V

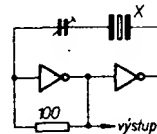
Pro názornost je na obr. 87 převodní charakteristika „řídicí napětí – výstupní kmitočet“, sestavená z výsledků praktických měření. Křivka byla sestavena pro C₁ = 1 μF a pro poměr $f_{\min} : f_{\max} = 1:100$. Na první pohled značná nelinearita v tomto velkém rozsahu přeladění nás nemusí odradit, protože v užším kmitočtovém rozsahu je situace zcela jiná. To bylo zjištěno podrobným měřením v rozsahu řídicího napětí asi 1 až 6 V (obr. 88). Z hlediska linearity je ideální oblast, kdy se řídicí napětí pohybuje kolem 2 V, protože pak křivka závislosti kmitočtu multivibrátoru prochází inflexním bodem, v jehož blízkém okolí je sklon tečny ke křivce téměř konstantní.

Prakticky dosažitelný horní mezní kmitočet výstupního signálu je při použití integrovaného obvodu MH7400 asi 5 MHz. Použijeme-li však obvod z řady TTL Schottky typu MH74S00, pak je horní dosažitelný kmitočet až asi 20 MHz.

Krystalem řízený oscilátor

Krystalem řízené multivibrátory s obvody TTL (hradly nebo invertory) jsou mezi radioamatéry velmi populární, přestože mají některé nedostatky. Jedná se zejména o nepříznivé pracovní podmínky samotných krystalových jednotek, které zpravidla přivodí určité zhoršení stability kmitočtu celého oscilátoru. Pokud však požadavky na oscilátor nejsou po této stránce extrémní, přináší tento druh zapojení určité výhody. Pro časovou ústřednu číslicového chronometru nebo čítače je přínos v určité unifikaci druhu součástek, nejsou problémy s napájením (tranzistorové oscilátory často vyžadují napájecí napětí větší než 5 V), pro oscilátor můžeme využít jinde zbývající hradla nebo invertory a nakonec zapojení bývá velmi jednoduché.

Co do jednoduchosti je snad nepřekonatelné zapojení krystalového multivibrátoru na obr. 89, neboť obsahuje kromě dvou

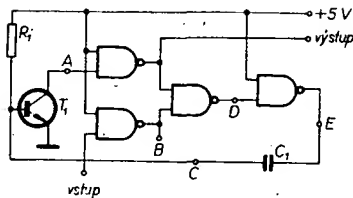


Obr. 89. Zapojení jednoduchého generátoru řízeného krystalem

invertorů a krystalu se sériovým dolaďovacím kondenzátorem jen jediný odpor. Zapojení bylo odzkoušeno s krystalem 3,2768 MHz a podle původního pramenu je vhodné pro oblast od 1 do 10 MHz.

Monostabilní klopný obvod pro dlouhé impulsy

Monostabilní klopné obvody s logickými členy TTL jsou reálné pouze pro kratší impulsy, protože nabíjecí (případně vybíjecí) odpory časovacích kondenzátorů musí být malé a pro impulsy delší než řádu desítek milisekund vychází kapacita kondenzátorů



Obr. 90. Zapojení monostabilního klopného obvodu pro impulsy s dlouhou dobou trvání

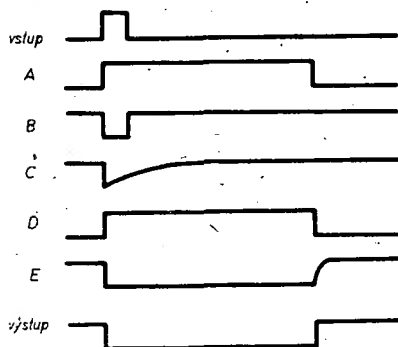
příliš velká. Tuto nevýhodu můžeme překlenout, zařadíme-li do monostabilního klopného obvodu tranzistor, u něhož můžeme použít 1000krát větší vybíjecí odpor, než jaký lze zařadit v obvodu vstupů členů TTL.

Schéma takového klopného obvodu je na obr. 90. Obvod se „nahodí“ kladným impulsem, při kterém se časovací kondenzátor C_1 nabije a uzavře se tranzistor T_1 . Kondenzátor se vybíjí přes odpor R_1 . Dobu překlopení lze přibližně určit ze vztahu

$$T = 0,7R_1C_1.$$

Při použití kvalitního tranzistoru s velkým zesilovacím činitelem a malým klidovým proudem báze můžeme R_1 zvětšit až na stovky kiloohmů a potom lze dosáhnout doby kmitu až desítek sekund. Použijeme-li jako časovací kondenzátor C_1 kondenzátor elektrolytický, připojíme ho k bázi tranzistoru T_1 záporným pólem.

Na obr. 91 jsou průběhy v jednotlivých bodech zapojení, což zjednodušuje orientaci a pochopení činnosti.



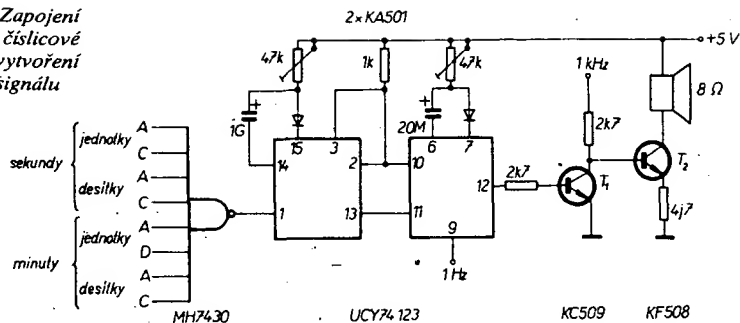
Obr. 91. Průběhy v jednotlivých bodech zapojení monostabilního klopného obvodu

Časový signál pro číslicové hodiny

Číslicové hodiny dříve patřily k velmi atraktivním námětům pro stavební návody. Brzy po zveřejnění několika zapojení se začaly v elektronicky zaměřených časopisech objevovat návody na stavbu různých doplňků pro číslicové hodiny. Mezi nejznámější patřily elektronické kalendáře a budíky. V tomto příspěvku uvádíme zapojení doplňku, který v součinnosti s číslicovými hodinami vyrábí na konci každé hodiny klasický časový signál, skládající se ze šesti krátkých zvukových signálů, z nichž poslední označuje konec hodiny.

Celé schéma zapojení generátoru časového signálu je na obr. 92. Osmivstupové hradlo MH7430, které je napojeno na binárně dekadické výstupy čítačů minut a sekund (jednotky i desítky) indikuje stav 59 minut a 55 sekund. Po dobu trvání tohoto stavu se na výstupu hradla MH7430 objeví logická nula (po dobu jedné sekundy). Sestupnou hranou tohoto jednosekundového impulsu se nahodí první monostabilní klopný obvod,

Obr. 92. Zapojení obvodu pro číslicové hodiny na vytvoření časového signálu

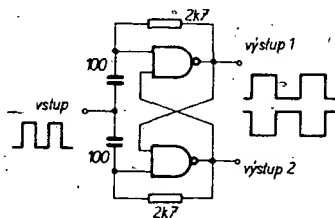


jehož doba kmitu je nastavena asi na 5,5 sekundy. Na tuto dobu se odblokuje druhý monostabilní klopný obvod, který je spouštěn sekundovými impulsy z hodin (jejich sestupnou hranou) a má dobu kmitu 100 milisekund. Na výstupu druhého monostabilního obvodu se tedy objeví celkem šest krátkých impulsů, z nichž první začíná na konci 55. sekund v poslední minutě hodiny a další následují v jednosekundových intervalech, takže poslední začíná právě na konci hodiny.

Signálem z výstupu druhého monostabilního klopného obvodu se prostřednictvím tranzistoru T_1 klíčuje buzení tranzistoru T_2 signálem 1 kHz, který se odebrá rovněž z číslicových hodin. Známe „pípání“ se ozývá z miniaturního reproduktoru, zapojeného v kolektoru T_2 .

Děliče kmitočtu z hradel

Při návrhu zapojení s číslicovými integrovanými obvody můžeme někdy s výhodou využít zbývající hradla k dělení kmitočtu, čímž zároveň můžeme ušetřit jinak nutné klopné obvody. Zapojení obvodu s hradly, který je schopen dělit dvěma, je na obr. 93.



Obr. 93. Klopný obvod R-S jako dělič kmitočtu

Jedná se o klopný obvod R-S, buzený přes oddělovací kondenzátory. Výstupní úrovně obvodu (které jsou vzájemně komplementární) se změní vždy při sestupné hraně budícího signálu.

V případě potřeby můžeme řadit těchto obvodů libovolný počet za sebou tak, že jeden z výstupů připojíme na vstup shodného dalšího obvodu atd.

Obvod pro nastavení při zapnutí

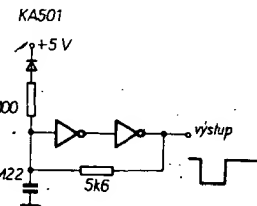
Jednou z vlastností zařízení, sestavených z číslicových integrovaných obvodů je, že po



zapnutí napájení se jednotlivé logické členy dostanou do náhodného stavu. Pokud se jedná o zařízení, které pracuje na základě vlastního automatického cyklu (např. číslicový voltmetr apod.), pak se hned po proběhnutí prvního pracovního cyklu celá situace znormalizuje. Jedná-li se však o obvody, které jsou v klidu a reagují pouze na podněty zvnějšku, pak se obvykle musíme postarat o to, abychom přístroj (jeho jednotlivé části a obvody) po zapnutí nastavili do určitého předem definovaného stavu.

Např. bude nutné, aby čítač, který chceme použít k čítání nahodilých impulsů, byl před začátkem práce vynulován, aby jeho údaj skutečně odpovídal počtu prošlých impulsů. Potřebné počáteční pracovní podmínky můžeme obvykle zajistit impulsem, jímž lze prostřednictvím vhodných vstupů jednotlivých logických členů uvést celé zařízení do žádaného stavu.

Na obr. 94 je zapojení jednoduchého obvodu, který vždy po připojení napájecího napětí generuje jeden impuls. Doba trvání tohoto impulsu je závislá na kapacitě kondenzátoru C_1 , který se po zapnutí napájecího



Obr. 94. Obvod pro vytvoření impulsu po připojení napájení

napětí nabíjí. Po dobu, než napětí na kondenzátoru dosáhne přepájecí úrovně prvního invertoru, bude výstup obvodu ve stavu log. 0.

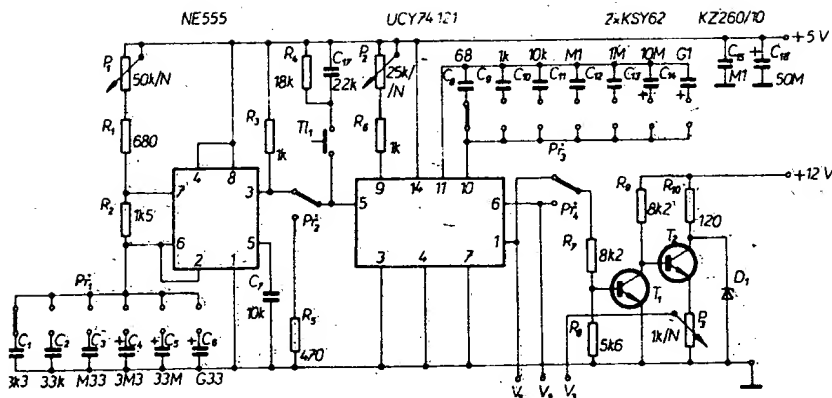
Po nabití kondenzátoru na napětí, při němž začne první invertor měnit svůj stav, začne výstup obvodu přecházet do stavu log. 1. Tento děj je v důsledku vazby přes R_1 lavinovitý, takže vzestupná hrana, ukončující generovaný impuls, je velmi strmá.

Jednoduchý pulsní generátor

Při vývoji a zkouškách různých elektronických obvodů a zařízení často potřebujeme generátor impulsů s možností nezávisle nastavovat šířku impulsů a opakovací kmitočet. Jako příklad použití můžeme uvést třeba seřizování servozesilovačů proporcionální soupravy pro rádiové řízení modelů, testování převodníků napětí-šířka impulsu apod.

Zapojení generátoru na obr. 95 je velmi jednoduché, přitom jsou jeho vlastnosti dobré, a vyhoví pro většinu běžných měření v radioamatérské praxi.

Generátor se skládá ze dvou částí. První část tvoří řídicí (spouštěcí) generátor s časo-



Obr. 95: Zapojení jednoduchého generátoru impulsů

vacím obvodem NE555. Kmitočet výstupních impulsů řídicího generátoru je dán součástkami, použitými v jeho obvodu, konkrétně odpory R_1 , R_2 , dále potenciometrem P_1 a nakonec časovacím kondenzátorem, připojeným k obvodu přepínačem volby opakovacího kmitočtu (Pf_1). Potenciometrem P_1 měníme kmitočet v poměru 1:10, přepínáním kondenzátorů C_1 až C_6 měníme kmitočet v dekadických násobcích. Nejvyšší kmitočet generátoru je 0,1 Hz (přepínačem Pf_1 je zařazen časovací kondenzátor C_1 a potenciometr P_1 je nastaven na největší odpor, tj. asi 50 kΩ). Nejvyššího kmitočtu 100 kHz dosáhneme, zařadíme-li přepínačem Pf_1 kondenzátor C_6 a zmenšíme-li odpor potenciometru P_1 na nulu.

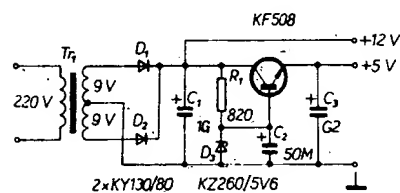
Výstupní impulsy z řídicího generátoru zavádíme do spouštěcího vstupu monostabilního klopného obvodu UCY74121. Šířka (doba trvání) generovaného impulsu je v tomto případě určena kapacitou časovacího kondenzátoru (zařazeného do obvodu přepínačem Pf_2) a potenciometrem P_2 .

Podobně jako při nastavování opakovacího kmitočtu nastavujeme šířku impulsu v dekadických násobcích přepínáním kondenzátorů C_7 až C_{14} a plynule natočením potenciometru P_2 . Nejdelší doba trvání impulsu je 1 sekunda, nejkratší 0,1 μs.

Spouštěcí impulsy z řídicího generátoru přivádíme do vstupu monostabilního klopného obvodu 74121 přes přepínač Pf_2 . Přepneme-li tento přepínač do druhé polohy, nastavíme nástroj do funkce jednorázového generátoru s ručním spouštěním (monostabilní klopný obvod se potom spouští tlačítkem T_1).

Generované impulsy máme k dispozici na třech různých výstupech. Na výstupech V_1 a V_2 jsou vzájemně komplementární impulsy s nastavenou dobou trvání a s úrovní TTL. Třetí výstup V_3 je zapojen na běžec potenciometru P_3 – úroveň výstupních impulsů lze nastavit v rozmezí od 0 do 10 V.

Ke zvětšení amplitudy impulsů používáme jednoduchý dvoutranzistorový zesilovač, jehož vstup připojujeme podle potřeby na výstupy Q nebo Q̄ monostabilního klopného obvodu přes Pf_1 .



Obr. 96: Zapojení napájecího zdroje

Napájení celého generátoru zajišťuje jednoduchý napáječ se stabilizátorem. Schéma napájecího zdroje je na obr. 96.

Literatura

- [1] ST 11/1979.
- [2] Proceedings of the IEEE, January 1967.
- [3] ST 7/1976.
- [4] ST 12/1977.
- [5] Chmel, J.: Výborný, Z.: Elektroluminiscenční diody z fosfidu galia. ST 9/1971, str. 278.
- [6] Jelínek, J.: Optoelektrické vazební členy. ST 7/1976.
- [7] Schaltungsbeispiele mit optoelektronischen Kopplern. Radio-Fernsehen-Elektronik č. 22/1973.
- [8] Olschewski, W.: Optokoppler für analoge Signale. Elektronik č. 9/1978, str. 75.
- [9] Firemní katalog Burr – Brown 1978.
- [10] Vlastnosti svíticích diod. ST 12/1976, str. 468.
- [11] Linear Optokoppler. Elektronikschau č. 1/1977, s. 77.
- [12] Lexa, J.: Zesilovače s galvanicky oddělenou vstupní částí. ST 2/76, s. 49.
- [13] Hodapp, M.: Optical isolators yield benefits in many linear circuits. Electronics březen 1976, s. 105.
- [14] TESLA Lanškroun: Součástky pro elektroniku 1976 (dodatek).
- [15] TESLA Lanškroun: Novinky 1978.
- [16] TESLA Lanškroun: Novinky 1979 a součástky z dovozu.
- [17] Vackář, J.: Škola měřicí techniky. AR A1 až A6/1976.
- [18] Brož a kol.: Základy fyzikálních měření I. Praha: SNTL 1970.

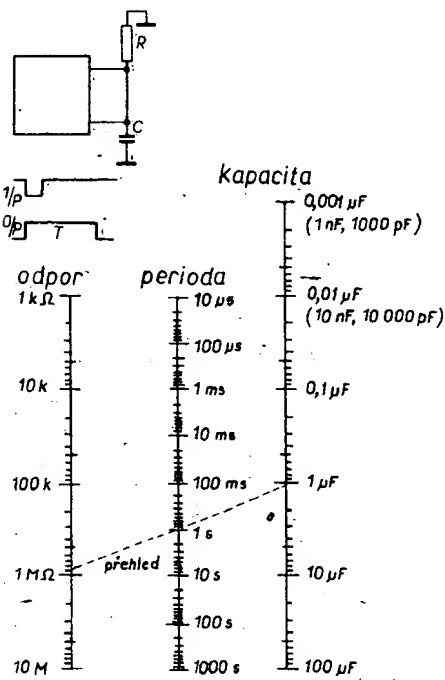
Nomogramy k návrhu vnějších součástek k integrovaným časovačům typů 555, 74121 a 74122/3

Jedněmi z nejpoužívanějších obvodů v amatérské i profesionální praxi se během doby staly integrované časovače jako NE555, ZN1034 a z řady TTL obvody 74121 a 74122/3. U nás jsou z nich nejznámější typy 555 a 74121 (popř. 74123). Pro tyto obvody byly navrženy nomogramy, které značně zrychlují a zjednodušují návrh monostabilních a astabilních obvodů, v nichž se uvedené časovače (timery) používají. V nomogramech na obr. 59 až 65 lze snadno pro požadovanou periodu výstupního signálu (nebo jeho kmitočet) určit hodnoty časovacích členů bez nutnosti přepočítávat řady (kΩ, μF atd.), navíc je vždy upozorněno na oblast činnosti, v níž přesně nesouhlasí kalibrace, nebo v níž ten či onen integrovaný obvod pracuje na mezích svých schopností.

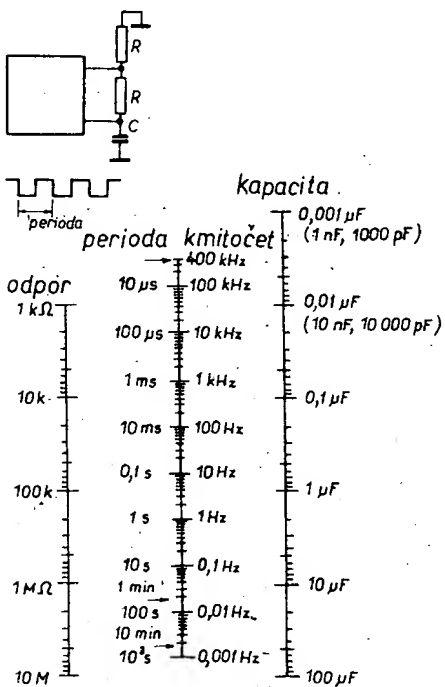
Nomogram na obr. 59 slouží k určení monostabilního obvodu s IO typu 555. Na

obrázku je i příklad výpočtu: je-li jako C zapojen kondenzátor 1 μF a požaduje-li se perioda 1 sekunda ($f = 1/\text{perioda}$), je třeba jako odpor R použít 800 kΩ (nebo nejbližší odpor v řadě, tj. 0,82 MΩ).

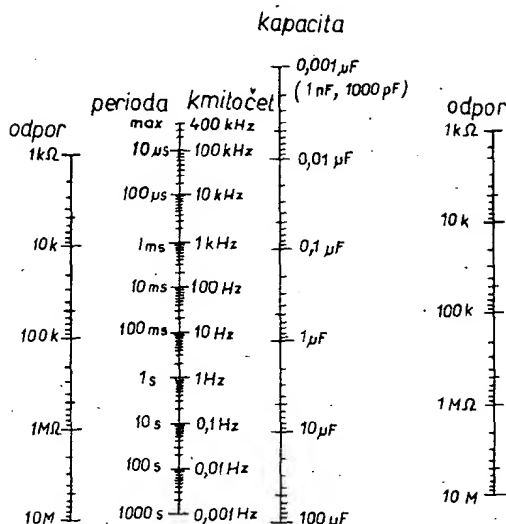
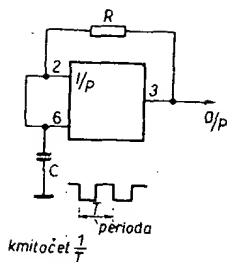
Monogram na obr. 60 slouží k určení prvků astabilního obvodu s časovačem typu 555. Jsou celkem tři možnosti, jak zapojit 555 jako astabilní obvod, v prvním případě jsou oba časovací odpory shodné (pak je poměr impuls–mezera 2:1), spojit vývod 3 s vývody 2 a 6 přes časovací odpor (pak je impuls/mezera = 1:1) a konečně zvolit oba časovací odpory různé (pak je možné poměr impuls–mezera volit podle potřeby). Na obr. 60 je nomogram pro první případ (oba



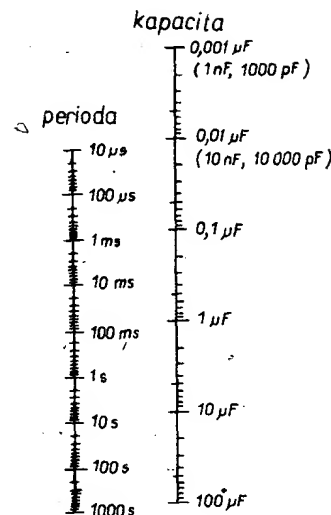
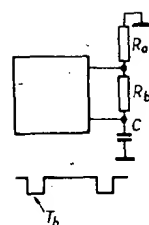
Obr. 59: Určení časovacího článku pro 555 jako monostabilní obvod



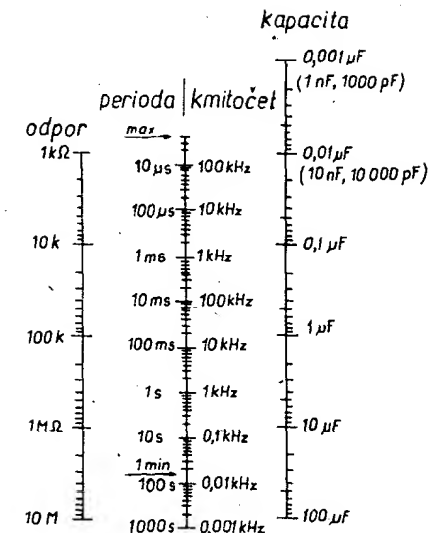
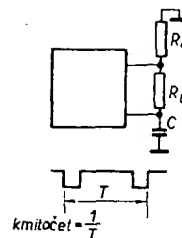
Obr. 60: Určení časovacího článku pro 555 jako astabilní obvod s poměrem impuls/mezera 2:1



Obr. 61. Určení časovacího článku pro 555 jako monostabilní obvod s poměrem impuls/mezera 1 : 1



Obr. 62. Nomogram k určení R_b časovacího článku pro 555 jako astabilní obvod s požadovaným poměrem impuls/mezera



Obr. 63. Nomogram k určení $R_a + 2R_b$ (viz text) pro 555 jako astabilní obvod s požadovaným poměrem impuls/mezera

časovací odpory jsou shodné). Jako příklad: je-li $R = 50 \text{ k}\Omega$, $C = 0,1 \mu\text{F}$, je kmitočet $f = 100 \text{ Hz}$, tj. perioda 10 ms .

Nomogram na obr. 61. slouží k určení prvků vnějšího časovacího členu při požadavku impuls/mezera = 1 : 1. Jako příklad: je-li $R = 4,7 \text{ k}\Omega$, $C = 0,15 \mu\text{F}$, je kmitočet oscilací asi 1 kHz .

Nomogram pro astabilní obvod s 555 a pro možnost volit poměr impuls/mezera podle požadavků je na obr. 62. Základní vztahy pro výpočet jsou

výstup s velkou úrovní $T_a = 0,7(R_a + R_b)C$,
výstup s malou úrovní $T_b = 0,7R_bC$,
celková perioda

$$T = T_a + T_b = 0,7(R_a + 2R_b)C.$$

Nejprve je třeba určit T_b - k tomu slouží nomogram na obr. 62, nebo samozřejmě pro požadovaný T_b lze určit odpovídající R_b a C . Určíme-li R_b a C , $(R_a + 2R_b)$ lze určit z nomogramu na obr. 63 (pro požadovanou periodu nebo kmitočet).

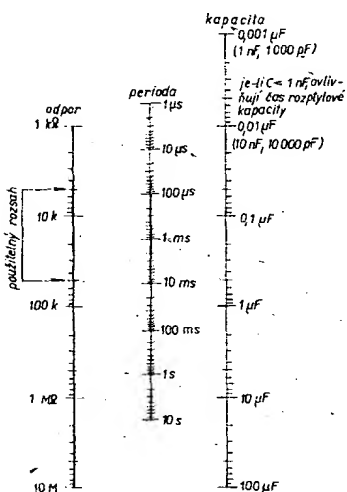
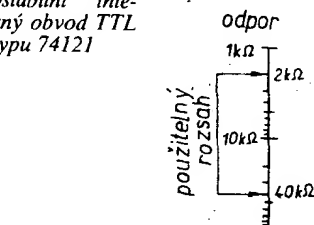
Jako příklad: požadujeme impulsy $0,1 \text{ s}$ každou sekundu; tedy

$$T_a = 0,9 \text{ s}, \\ T_b = 0,1 \text{ s}, \\ T = 1 \text{ s, kmitočet } 1 \text{ Hz}.$$

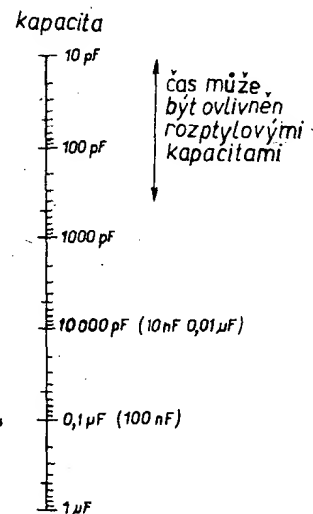
Nejprve určíme R_b a C z obr. 62 pro periodu $0,1 \text{ s}$. Nejbližší hodnoty v řadě jsou $33 \text{ k}\Omega$ a $4,7 \mu\text{F}$. Dále použijeme obr. 63, pro určený $C = 4,7 \mu\text{F}$ a kmitočet 1 Hz vychází z nomogramu $(R_a + 2R_b) = 280 \text{ k}\Omega$. Nejbližší hodnota v řadě pro R_a je tedy $0,27 \text{ M}\Omega$. Jednotlivé prvky jsou tedy $R_a = 0,27 \text{ M}\Omega$, $R_b = 33 \text{ k}\Omega$, $C = 4,7 \mu\text{F}$.

Všeobecně lze uvést, že integrované monostabilní obvody TTL jako 74121 atd. jsou vhodnější pro signály s periodou kratší než 1 s , pro signály s delšími periodami je vhodnější časovač 555. Při velmi krátkých periodách se však v zapojeních nepříznivě uplatňují rozptylové kapacity, které výslednou periodu oproti výpočtu prodlužují. Stejně je

Obr. 64. Nomogram k určení prvků časovacího článku pro monostabilní integrovaný obvod TTL typu 74121



Obr. 65. Nomogram k určení prvků časovacího článku pro monostabilní integrované obvody TTL typu 74122 a 74123



třeba při návrhu časovacích členů uvážit průměrnou toleranci elektrolytických kondenzátorů, která bývá značná a obvykle převyšuje i toleranci uvedených nomogramů, která je asi kolem 10% .

Některé druhy elektrolytických kondenzátorů mívají také mnohem menší kapacitu, pracují-li při menším napětí, než je jejich jmenovité pracovní napětí. Nebude tedy nic divného, použijeme-li kondenzátor pro napětí 100 V v obvodu s napětím 12 V , bude-li se výsledný čas (perioda), určený podle nomogramu, měnit o činitel 4. Pro nejpřesnější výsledky je tedy třeba volit elektrolytické kondenzátory tak, aby jejich jmenovité pracovní napětí bylo jen těsně nad mezi napájecího napětí.

Nomogram na obr. 64 slouží k návrhu monostabilního obvodu s 74121. Minimální

použitelný odpor je 2 kΩ, při kapacitách kondenzátorů menších než asi 500 pF může výslednou periodu ovlivňovat i parazitní kapacita spojů, rozptylová kapacita apod. V časovacím článku lze použít kondenzátory s kapacitou do 10 μF. Vzhledem k tomu, že v nomogramu jsou uvedeny kapacity pouze do 1 μF, lze při výpočtu použít tu část stupnice pro kondenzátory, označenou 0,1 až 1 μF a zjištěný čas násobit 10. Stejně tak opačně: pro časy nad 100 ms je třeba dělit požadovaný čas 10 a kapacitu, určenou z nomogramu, násobit 10. Požadují-li tedy např. čas 250 ms, vyjde z 25 ms na stupnici pro čas, tento čas vyžaduje časovací článek 39 kΩ + 0,8 μF, pro čas 250 ms je tedy $R = 39 \text{ k}\Omega$ a $C = 8 \mu\text{F}$. (Maximální použitelný odpor je asi 40 kΩ.)

Poslední nomogram na obr. 65 slouží pro výpočet časovacích článků pro obvody 74122/3 a monostabilní obvody řady 9600. Při C menších než 1000 μF je třeba uvažovat i rozptylové a parazitní kapacity, použitelný R je asi od 5 do 15 kΩ.

Practical Electronics, březen 1976

„Samočinný“ časový spínač pro temnou komoru

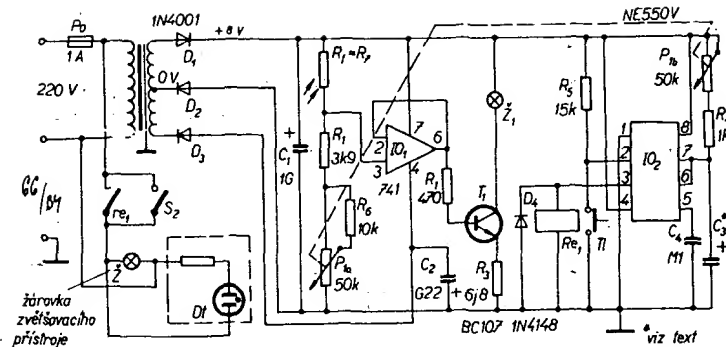
Když jsem hledal inspiraci na konstrukci časového spínače pro temnou komoru, přišel jsem na několik různých řešených časových spínačů (byly uvedeny na stránkách AR B4/80). Zvláštní místo mezi nimi však zaujímal časový spínač, který je na obr. 66. Spínač nemá žádné prvky, jimiž by bylo možno nastavit zvolený čas expozice, ovládací prvky se omezují na dvojitý potenciometr a startovací tlačítko.

Přístroj je napájen ze síťového transformátoru, pro krátká použití by však bylo možno napájet ho i z baterií (2 × 9 V). Síťový transformátor má dvě vinutí pro 6 V se spojeným středem, pro usměrnění a filtraci kladného napětí se získá nestabilizované napětí ±8 V, větev záporného napětí slouží pouze k napájení integrovaného operačního zesilovače typu 741. Z kladné větve se napájí jak operační zesilovač, tak integrovaný časovač typu 555 a tranzistor.

Část časového spínače, která určuje dobu svitu žárovky zvětšovacího přístroje, je v podstatě napěťovým děličem, který se skládá z odporů R_1 , R_6 , R_7 a potenciometru P_1 , jímž lze ručně měnit dělicí poměr. Jako R_7 je použit fotoodpor (typ ORP12), jehož odpor se mění v závislosti na světle, které prochází negativem při zvětšování. Změna odporu R_7 má za následek změnu napětí na vývodu 7 časovače 555, potenciometr P_1 slouží k úpravě tohoto napětí v závislosti na hustotě negativu.

Operační zesilovač pracuje jako napěťový sledovač, který přizpůsobuje impedanci odporového děliče na vstupu přístroje vstupní impedanci tranzistoru, ovládacího rozsvěcení indikační žárovky Z_1 . Tranzistor T_1 se zavírá a otevírá v závislosti na odporu R_7 a na nastavení P_1 . Je-li obvod v rovnovážném stavu, je na bázi T_1 napětí asi 650 mV, tranzistor nevede, nesvítí proto ani indikační žárovka. V rozváženém stavu se napětí na bázi zvětšuje, tranzistor vede a žárovka svítí.

Vlastní časový spínač byl konstruován s časovačem 555 ve vyzkoušeném zapojení. Časovacím článkem je potenciometr P_1 (zapojený jako proměnný odpor) a kondenzátor C_3 . Časovač se spouští tlačítkem, které je připojeno k jeho vývodu 2. Výstup časovače spíná relé, jehož kontakty připojují k síti žárovku zvětšovacího přístroje; kontakty



Obr. 66. Samočinný spínač pro temnou komoru

relé jsou překlenuty spínačem, který se používá při nastavování vhodné polohy potenciometru P_1 . Doutnavka paralelně k žárovce zvětšovacího přístroje indikuje (např. při přerušení vlákna žárovky) přítomnost napětí na objímce žárovky.

Rozložení součástek a konstrukce nejsou kritické. Čidlo s fotoodporem lze zhotovit z libovolného materiálu, který zabrání přístupu světla na fotoodpor směrem ze shora, tj. pod difuzorem od žárovky zvětšovacího přístroje.

Nastavování je velmi jednoduché, je k němu třeba multimetr a negativ, o němž přesně víme, jak dlouho by se měl exponovat na určitý druh fotografického papíru.

Dejme tomu, že expoziční doba onoho negativu je 5 s. Negativ se založí do přístroje, čidlo se umístí pod difuzor a dvojitým potenciometrem se přístroj vyváží tak, aby žárovka v sérii s tranzistorem zhasla. Multimetrem se změní odpor sériové kombinace potenciometru + pevný odpor, připojené k vývodu 7 integrovaného časovače. Potom se vztahu

$$C = \frac{t}{1,1R} \quad [F; s, \Omega]$$

se určí kapacita kondenzátoru časovacího článku. Je-li tedy odpor + potenciometr např. 25 kΩ, je kapacita kondenzátoru

$$C = \frac{5}{1,1 \cdot 25\,000}$$

$$C = 181,8 \mu\text{F}.$$

Bylo by možno tedy použít kondenzátor buď s kapacitou 150 nebo 200 μF (nejvhodnější vybrat z několika kusů).

Při zvětšování se pak postupuje tak, že se založí negativ, obraz se zaostří, do vhodného místa promítnutého obrazu se umístí čidlo. Dvojitým potenciometrem se otáčí tak dlouho, až žárovka zhasne, odstraní se čidlo

z osvětlené plochy, dobře se zakryje jeho čelní strana s fotoodporem (zadní je již zakryta), rozpojí se kontakty přepínače (spínače) paralelně ke kontaktům relé. Fotografický papír se vloží pod zvětšovací přístroj, stiskne se tlačítko, rozsvítí se samočinně žárovka, která pak podle polohy běžce potenciometru (tj. podle hustoty negativu) po určité době opět samočinně zhasne – pak je možno zpracovat snímek běžným způsobem.

Dvojitý potenciometr je lineární, 50 kΩ, síťový transformátor má dvě vinutí po 6 V s vyvedeným středem, žárovka je na napětí 6 V/50 mA, relé má odpor cívky 400 Ω (pro napětí 6 V).

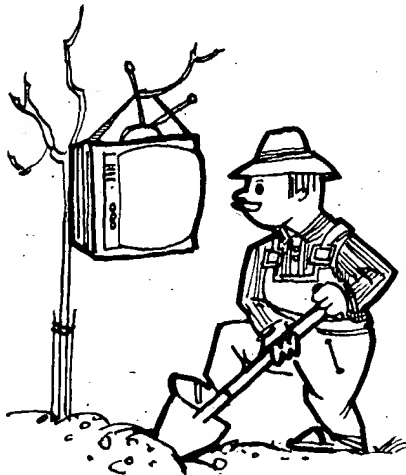
Practical Electronics, březen 1978

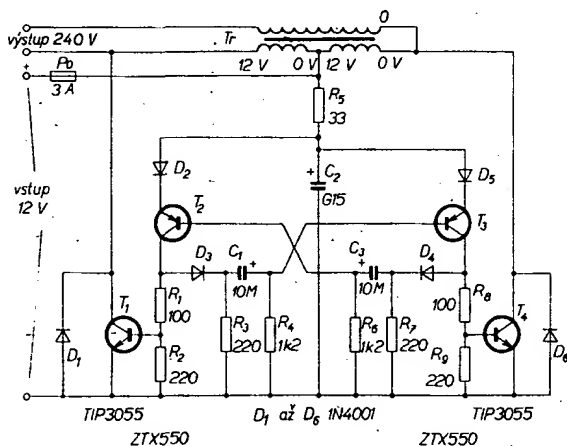
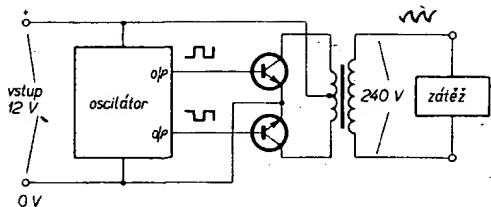
Měnič 12 V/240 V pro holicí strojky

Měnič stejnosměrného napětí, které je k dispozici v autě, na střídavé pro pohon motoru nebo „vibrátoru“ holicího strojku je jistě velmi praktické zařízení, především na letní dovolenou. Jednoduchý měnič, který vyhoví pro všechny holicí strojky, určené pro síťové napájení, je na obr. 67. S náhradou součástek za tuzemské výrobky nebudou pravděpodobně potíže, pouze bude třeba navinout (nebo pouze převinout sekundární vinutí u běžného transformátoru) transformátor. Vinutí transformátoru bychom se mohli vyhnout pouze v tom případě, že bychom měli k dispozici transformátor pro síťové napětí se dvěma vinutími 12 V/1,6 až 2 A. Oba tranzistory p-n-p by bylo v zapojení možno zaměnit za tuzemské typy např. KFY18, jako výkonové typy lze použít kterékoli tranzistory z řady KD, které budou umístěny na vhodném chladiči. Všechny diody v zapojení jsou křemíkové, běžné typy (např. KA501 nebo pod.).

Vzhledem k tomu, že některé z holicích strojků jsou vybaveny „vibrátorem“, který je mechanicky „laděn“ na 50 Hz, je třeba, aby (pro největší účinnost) pracoval na tomto kmitočtu i měnič. Základem měniče je proto multivibrátor, jehož pracovní kmitočet je 50 Hz. Základními prvky multivibrátoru jsou tranzistory T_2 a T_3 . K vysvětlení činnosti předpokládáme nejprve, že vede tranzistor T_2 . Tím se uvede do vodivého stavu přes odpory R_1 , R_2 dioda D_3 i tranzistor T_1 a na horním konci odporu R_3 bude asi 10,5 V. Náboj na kondenzátoru C_1 se dále začne vybíjet přes R_4 , napětí na bázi T_3 se začne zmenšovat, tranzistor se začne otevírat a napětí na jeho kolektoru se zvětšuje. V určitém okamžiku se otevře dioda D_4 a na horním konci odporu R_7 bude kladné napětí, tranzistor T_2 se uzavře, napětí na jeho kolektoru bude nulové. Zavře se i dioda D_3 , kondenzátor C_1 se bude nabíjet přes R_3 a bázi T_3 . Tranzistory T_3 a T_4 budou v saturaci – a celý pochod se opakuje.

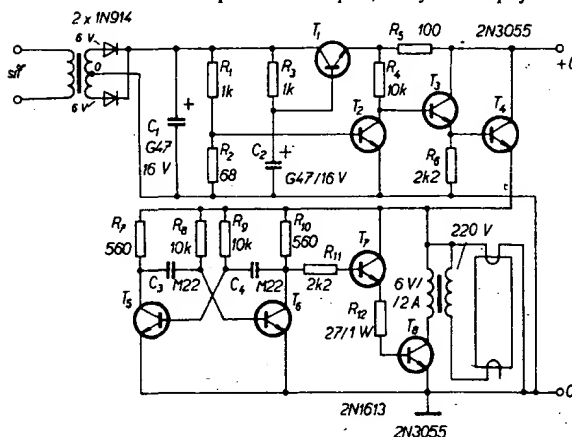
Diody D_2 až D_5 slouží jako ochranné, neboť vzhledem k tomu, že dovolené napětí





Obr. 67. Měnič 12 V/240 V, 20 W pro holicí strojek

Při výpadku sítě se oba první tranzistory zavírají, T_3 a T_4 povedou. Na měnič se proto dostane napětí baterie. Měnič se skládá z tranzistorů T_3 a T_4 , tvořících astabilní multivibrátor, z budicího tranzistoru T_7 a z koncového stupně s T_8 . Spínací tranzistor T_6 připojuje v rytmu kmitočtu multivibrátoru na vinutí 6 V transformátoru napětí baterie, toto přerušované napětí indukuje ve vinutí pro 220 V napětí, kterým se napájí zářivka.



Obr. 69. Nouzové osvětlení zářivkou 8 W při výpadku sítě (T_1 až T_3 , T_5 , T_6 si n-p-n)

báze-emitor je u většiny tranzistorů pouze 5 V a v zapojení je předpětí bázi až 10 V, by se mohly tranzistory poškodit – diody brání průtoku proudu přechodem báze-emitor tranzistorů v závěrném směru (D_2 a D_5). Diody D_3 a D_4 brání současnému otevření tranzistorů T_1 a T_4 , které vyplývá z principu činnosti zapojení, a to tím, že izolují kolektory T_2 a T_3 od časovacích kondenzátorů. Diody D_1 a D_6 chrání tranzistory, k nimž jsou paralelně připojeny, před špičkami záporného napětí, které by mohly vzniknout na indukčnosti vinutí motorku nebo „vibrátoru“.

Ke kompenzaci nejruznějších úbytků napětí je vinutí 240 V transformátoru připojeno do série s oběma vinutími 12 V – tím se výstupní střídavé napětí zvětší asi o 10 % (ovšem pouze při správném sfázování obou vinutí, v opačném případě je výstupní napětí o 10 % menší).

Autor umístil přístroj do krabice z plastické hmoty (asi jako B6), vývody jsou vyvedeny na lustrové svorky. Výstupní napětí má přibližně pilovitý průběh.

Everyday Electronics, duben 1979

Hledač vedení pod omítkou a jiných kovových předmětů

K hledání kovových předmětů nebo drátů pod omítkou do vzdálenosti asi 10 cm slouží přístroj na obr. 68. Přístroj se skládá z oscilátoru s hledací cívkou a z detektoru-zesilovače (tranzistor T_1), z nf zesilovače (T_2) a z referenčního oscilátoru s T_3 – což je, dalo by se říci, dnes již klasické uspořádání těchto a podobných přístrojů. Kmitočty obou oscilátorů jsou voleny tak, aby po smísení daly záznam v akustickém pásmu. Z údajů v původním článku, v němž autor uvádí kmitočet pevného oscilátoru asi 110 kHz a kmitočet záznamu 500 až 1500 Hz, lze snadno odvodit i kmitočet oscilátoru s hledací cívkou, který se při přiblížení cívkou do blízkosti kovového předmětu zvyšuje. Autor přístroj umístil do kovové krabice od dýmkového tabáku, do níž se vešla i destičková baterie 9 V.

Přístroj je postaven na perforované desce, součástky jsou umístěny z jedné strany a kolem nich je na rohových trnech z plastického materiálu navinuta hledací cívka, která má

asi 60 závitů drátu většího průměru (až 0,5 mm) s odbočkou na 12. závit. Proti

Obr. 68. Hledač vedení pod omítkou

rozladování referenčního oscilátoru jsou součástky tohoto oscilátoru ze spodní strany (strany „spojů“) perforované desky stíněny. Jako L_3 je použita komerčně vyráběná křížově vinutá cívka s indukčností 2 mH, na níž je opačným směrem navita ve dvou sekcích cívka L_2 , která má celkem 78 závitů drátu o \varnothing asi 0,2 mm.

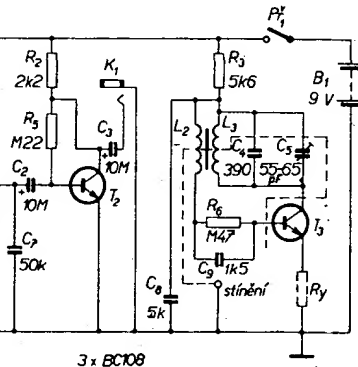
Při uvádění do chodu je třeba nastavit kapacitní trimr C_5 tak, aby při přiblížení kovového předmětu ke hledací cívkě vznikl slyšitelný záznam.

Pokud jde o citlivost, uvádí autor, že přístroj musí být schopen reagovat tónem ve sluchátkách na přítomnost kovové mince ve vzdálenosti asi 50 mm od hledací cívkou. Přístroj není tedy vhodný jako hledač pokladů, u něhož se předpokládá podstatně větší citlivost, je však vhodný např. k určení místa vedení drátů pod omítkou apod.

Practical Electronics, prosinec 1976

Nouzové osvětlení zářivkou

Zařízením lze při výpadku sítě zajistit nouzové osvětlení požadovaného místa zářivkou 8 W. Pokud je síť v pořádku (obr. 69), dobíjí se baterie z článků NiCd (1 Ah) přes tranzistor T_1 a odpor R_5 . Při přítomnosti síťového napětí tranzistor T_1 stále vede, přes odpor R_1 je otevřen také tranzistor T_2 , proto jsou T_3 a T_4 uzavřeny – měnič nepracuje.



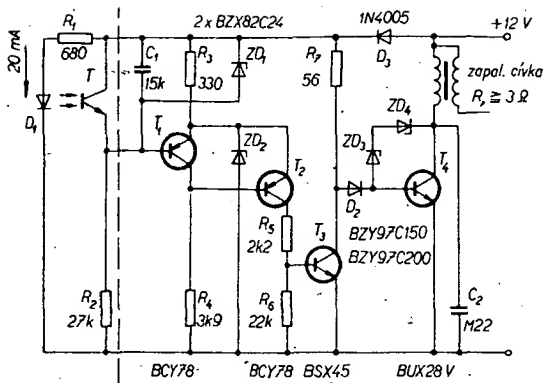
Jedno ze žhavicích vláken zářivky je trvale žhaveno z baterie, aby se usnadnilo startování zářivky. Vzhledem k malému proudu žhavicího vlákna je tento způsob činnosti výhodný.

Elektor, červen 1974

Optoelektronické tranzistorové zapalování

Výrobci tranzistorových zapalování nabídl již v roce 1976 firma Siemens přípravek, který je možno používat ve spojení s elektronickým zapalováním jako přerušovač bez mechanických dílů. V minulosti byly zkoušeny různé druhy přerušovačů bez mechanických dílů, např. indukční snímače, Hallové generátory a další; jejich doba života a nastavení se obvykle nevyrovnaly klasickému mechanickému kontaktu, především díky vysokým teplotám, za nichž za provozu motoru pracovaly.

Uvedená firma řešila problém použitím světloemitujících a světlocitlivých prvků: jako vysílač slouží v jejich zařízení svítivá dioda a jako přijímač fototranzistor (obr. 70). V cestě infračerveného paprsku, která je asi 3 mm dlouhá, se otáčí v závislosti na



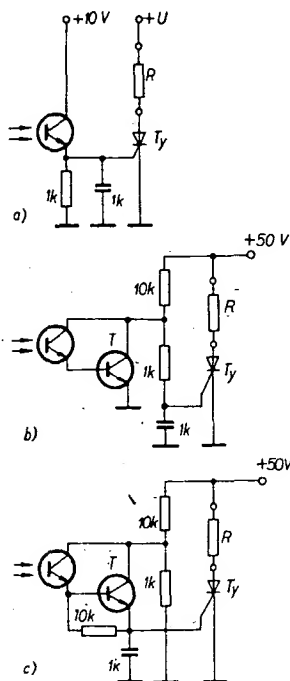
Obr. 70. Bezkontaktní tranzistorové zapalování

otáčení hřídele rozdělovače kulisa, která uvolní cestu infračervenému paprsku vždy pouze v době, v níž má být zapálena směs ve válci.

Napětí, které vznikne po dopadu infračerveného paprsku na fototranzistor, se zesílí a ovládá se jím přímo „zapalovací“ tranzistor T_4 (Darlington-tranzistor BUX28V), v jehož obvodu kolektor–emitor je zapojeno primární vinutí zapalovací cívky.

Předmětem zájmu výrobce je nyní především otázka spolehlivosti, která úzce souvisí s teplotami okolí, za nichž zapalování pracuje. Zatímco polovodičové součástky v kovových pouzdrech mohou pracovat (křemíkové) až do teplot přechodů kolem 125 °C, popř. v pouzdrech z plastické hmoty do 80 °C, hledají se (i vzhledem k cenovým relacím) plastické hmoty vhodné k pouzdření polovodičových prvků, které by vydržely beze změn až do teplot kolem 150 °C, přičemž jako hmota vhodná pro provoz v motorovém prostoru auta se uvádí hmota, která bez mechanických změn „vydrží“ 135 °C.

Firemní literatura Siemens



Obr. 71. Řízení tyristorů fototranzistorem, popř. v Darlingtonově zapojení

Řízení tyristorů fototranzistorem

Vzhledem k tomu, že se u nás nevyrábějí fototyristory, lze jako fototyristor používat kombinaci fototranzistor–tyristor, jejíž základní zapojení je na obr. 71a.

Osvětlí-li se fototranzistor, teče proud řídicí elektrodou tyristoru a uvede ho do vodivého stavu. Članky RC v zapojení mají za úkol blokovat rušivá napětí nebo svodové proudy tyristoru, které by ho mohly otevřít v nežádáný okamžik. Odporem R lze ovládat citlivost zapojení (sepnutí tyristoru).

Na obr. 71b a 71c jsou dvě zapojení citlivých tyristorových spínačů reagujících na světlo. V obou případech je jako ovládací fotoelektrický prvek použito Darlingtonovo zapojení fototranzistoru. V zapojení na obr. 71b tyristor povede při osvětlení tranzistoru, v zapojení na obr. 71c při přerušení světla, dopadajícího na fototranzistor.

Opto-Kochbuch Texas Instruments

Kmitočtový standard

Pro amatéry vysíláče a i k jiným účelům je vhodný zdroj signálů přesných kmitočtů (lze jím např. kalibrovat přijímač, vysíláč atd.). Zdroj signálů přesných kmitočtů na obr. 72 poskytuje signály AM nebo CW o kmitočtech 1, 5, 10, 50, 100 a 500 kHz a 1 MHz. Tyto signály lze modulovat signálem buď 1 nebo 5 kHz. V přístroji se používají zcela běžné integrované obvody – šestinásobný invertor typu 7404 a děličky typu 7490.

Základní oscilátor je tvořen třemi z šesti invertorů obvodu 7404. Je řízen krystalem o kmitočtu 1 MHz. Vlastní oscilátor tvoří dva invertory, třetí slouží jako oddělovací stupeň. Kmitočet výstupního signálu oscilátoru lze přesně nastavit kapacitním trimrem 7 až

50 pF. Každá z děliček 7490 dělí vstupní kmitočet nejprve dvěma a pak pěti, výstupní signály jsou vedeny na přepínač volby kmitočtu a přes zbytek invertorů z pouzdra 7404 na výstupy.

Druh zvoleného výstupního signálu (AM, CW) je též indikován svítivými diodami. Všechny výstupní signály s kmitočtem vyšším než 10 kHz mohou být modulovány signálem z poslední děličky (kmitočet 5 nebo 1 kHz).

Použití si popíšeme např. pro cejchování přijímače CW. Přepínač druhu provozu se přepne na CW, rozsvítí se odpovídající dioda LED. Přepínač volby kmitočtu přepneme na 1 MHz. Do zdířek pro vývod vř signálu připojíme kousek drátu, který poslouží jako anténa. Pak při jednom spolehlivě známém kmitočtu na stupnici můžeme stupnici ocejchovat značkami po 1 MHz. Při přepnutí přepínače volby na kmitočet 1 nebo 5 kHz a v poloze AM přepínače druhu provozu je na výstupu modulovaný signál, vhodný ke kalibraci rozsahů AM. Jako výchozí bod pro kalibraci opět poslouží signál nějakého vysíláče známého kmitočtu.

Electronic Experimenter's Handbook 1976

Integrovaný obvod A301D z NDR

Z řady zajímavých obvodů, které se vyrábějí v NDR, jsem vybral jeden, který má nejrůznější možnosti použití, od Schmittova klopného obvodu až po otáčkoměr. Obvod se vyrábí v pouzdře DIL se 14 vývody a jeho základní popis byl např. Radio, Fernsehen, Elektronik č. 12/1977. Myslím dnes povšimneme některých vlastností obvodu, na něž je třeba brát zřetel při jeho aplikacích.

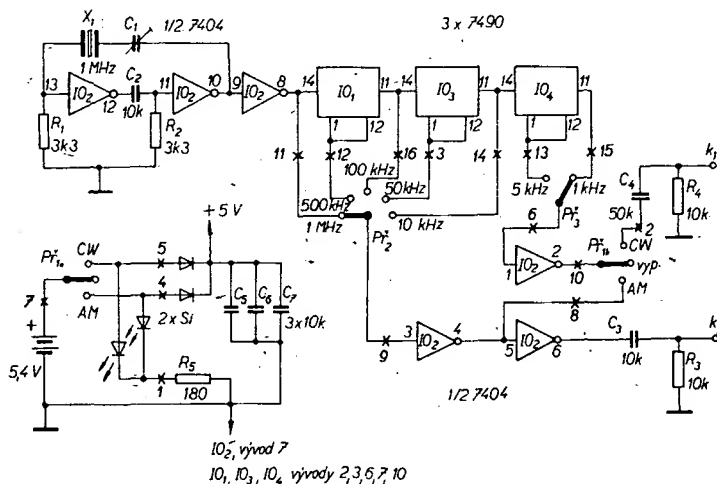
Na obr. 76a je obvod A301D jako spínač ořahových úrovní. Oscilátor integrovaného obvodu je v tomto případě využíván jako předzesilovač. V tomto zapojení musí být splněny podmínky

$$I_3 \approx 2 \text{ mA}, \\ U_3 \approx -5 \text{ V},$$

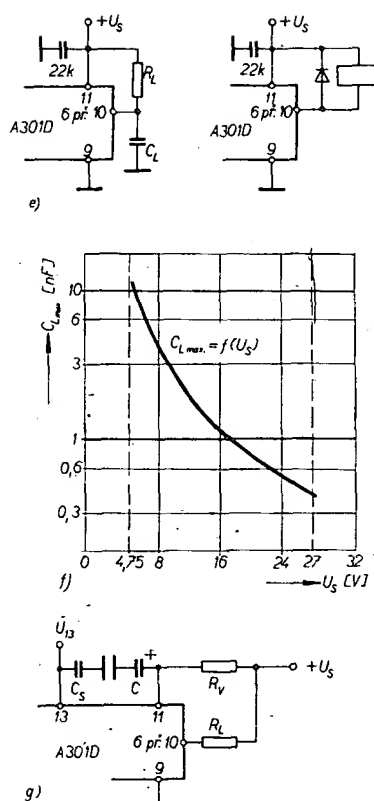
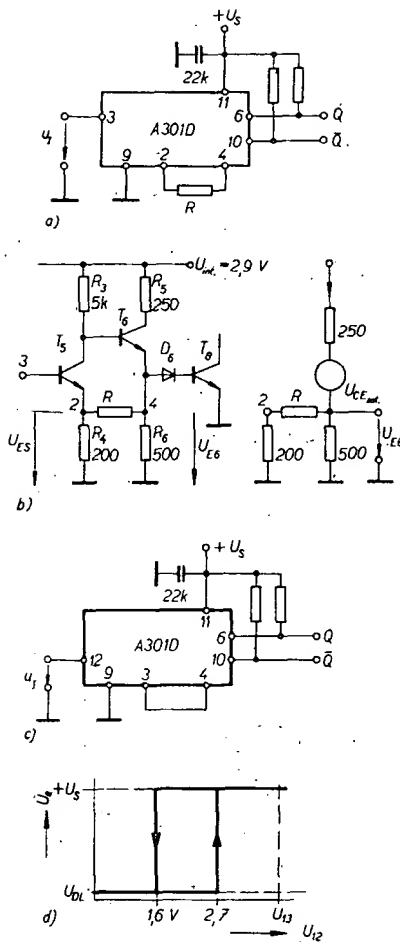
aby se nepoškodil tranzistor T_5 ve vnitřní struktuře IO. Odpor R slouží k nastavení hystereze spínače a lze ho volit v rozmezí

$$1 \text{ k}\Omega < R < \infty.$$

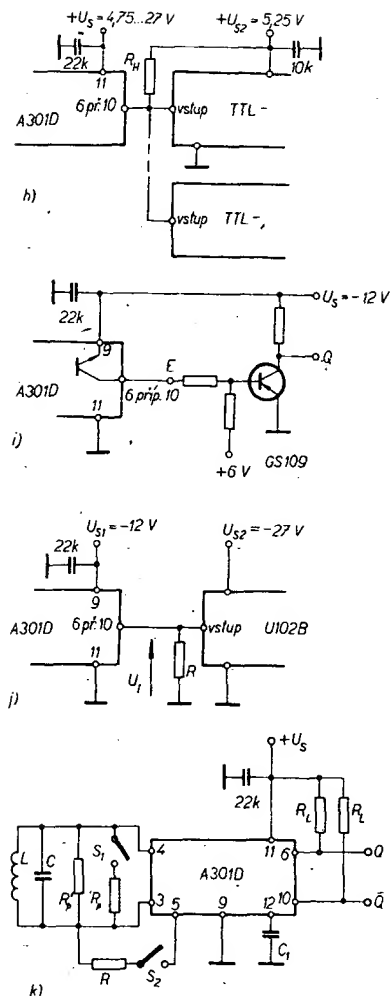
K určení minimálního odporu R slouží část zapojení na obr. 76b. Aby tranzistor T_8 vedl a ovládal tak zbytek zapojení, což je jeho úkolem, musí být na emitoru T_8 napětí asi $2U_{BE}$, tj. asi 1,4 V. Tento požadavek je s rezervou splněn pro $R = \infty$, neboť pak je



Obr. 72. Jednoduchý kmitočtový standard ke kalibrování AM a CW přijímačů a vysíláčů



Obr. 76. A301D jako spínač prahových úrovní (a), zapojení k určení minimální hodnoty odporu R (b), A301D jako Schmittův klopný obvod s velkou hysterezí (c) a jeho přenosová charakteristika (d), kapacitní a indukční zátěž na výstupu A301D (e), maximální zatěžovací kapacita na výstupech 6 a 10 (f), „paměťový“ kondenzátor C_s a zapojení k řešení špičkových proudů (g), spojení A301D a logických obvodů TTL (h), spojení germaniový tranzistor p-n-p a A301D (i), spojení A301D a obvodu MOS (j), základní zapojení A301D (k)



uzavřen tranzistor T_s . Pro tento případ platí náhradní zapojení na obr. 76b

$$I = \frac{U_{int} - U_{CESat}}{250 \Omega + 500 \Omega \parallel (R + 200 \Omega)}$$

Označíme-li $R' = 500 \Omega \parallel (R + 200 \Omega)$, a je-li $U_{int} = 2,9 \text{ V}$, $U_{CESat} = 0,3 \text{ V}$ a zanedbáme-li proud báze T_s , což je při prahové úrovni $U_{E(Ts)} = 2 U_{BE}$ možné, dostaneme

$$U_{E(Ts)} = \frac{2,6 \text{ V} \cdot R'}{250 \Omega + R'}$$

Pro $U_{E(Ts)} = 2 U_{BE}$ bude $R' = 290 \Omega$ a $R_{min} = 500 \Omega$. Volba $R_{min} = 1 \text{ k}\Omega$ pokryje i možné tolerance integrovaného obvodu a teplotní závislosti. Pro tento odpor je také maximální hystereze $U_h = U_{ESH} - U_{ESL} = 100 \text{ mV}$.

Pro vstupní napětí na vývodu 3 menší než $0,7 \text{ V}$ je na vývodu Q log. 1 a na vývodu Q log. 0, při napětí větším než $0,8 \text{ V}$ jsou na vývodech opačné úrovně.

Zapojení na obr. 76c pracuje jako Schmittův klopný obvod s velkou hysterezí. Oscilátorová část integrovaného obvodu je vyražena z činnosti spojením vývodů 3 a 4 do krátké. Tranzistor T_s nevede. Prahové úrovně U_{12L} , popř. U_{17H} jsou závislé na poměru odporů R_{15} a R_{16} , popř. na vnitřním napětí U_{13} .

V obvodu byly zjištěny tyto typické úrovně $U_{12L} = 1,54$ až $1,63 \text{ V}$ (střední napětí $1,6 \text{ V}$), $U_{12H} = 2,62$ až $2,74 \text{ V}$ (střední napětí $2,7 \text{ V}$).

Vstupní napětí U_{12} je omezeno na rozsah $-0,7 \text{ V} \leq U_{12} \leq U_{13}$. Přenosové charakteristiky pro napětí U_{12} vztaheno k výstupnímu napětí na Q jsou na obr. 76d. Maximální

pracovní kmitočet A301D jako Schmittova klopného obvodu je dán vztahem

$$f_{max} = \frac{1}{t_{DLHQ} + t_{DHLO}}$$

a je asi 200 kHz .

Při konstrukci je si třeba uvědomit, že vstup (vývod 12) je v sérii s vnitřními odpory IO R_9 a R_{10} (asi $10 \text{ k}\Omega$) a spolu s nimi zatěžuje zdroj stabilizovaného napětí U_{13} .

Při návrhu zapojení s A301D je též třeba dbát na to, že při kapacitní nebo indukční zátěži se mohou zničit výstupní obvody integrovaného obvodu. Je-li např. na vývodech 6 nebo 10 zapojen jeden pól kondenzátoru, který je druhým pólem připojen k zemi, a který se přes zatěžovací odpor může nabít kladným napětím, vybíjí se v další pracovní fázi přes tranzistory T_{15} nebo T_{16} – přitom může být vybijecí proud velmi velký, neboť v jeho cestě nejsou žádné proud omezující prvky (obrázky 76e). Pro bezpečnou činnost obvodu za těchto podmínek slouží obr. 76f, na němž je závislost dovolené kapacity zátěže na napájecím napětí.

Při indukční zátěži je vhodné ošetřit výstupy diodami, přitom je třeba použít diody s kratšími spínacími dobami, než jaké mají výstupní tranzistory (vyhoví diody např. SAY12, SAY16 apod.).

Protože z výstupu 13 lze odebírat proud maximálně 1 mA , je v některých případech výhodné (pro krátkodobé odběry větších proudů) připojit k vývodu 13 proti zemi kondenzátor.

Dalším aplikačním pravidlem je volba kapacity kondenzátoru C_s (obrázky 76g) tak, aby se při jeho nabíjení nepřetěžoval vnitřní tranzistor T_{10} . Bez jakýchkoli následků lze použít kondenzátor 47 nF ; je-li splněna podmínka

$$R_s C \geq 12 \bar{C}_s$$

tj. zvětšuje-li se napětí na vývodu 11 pomaleji, než na vývodu 13, lze použít kondenzátor libovolné kapacity. Odpor R_s je však třeba volit tak, aby

$$U_{11} \geq 4,75 \text{ V}$$

Obvod A301D je kompatibilní s různými logickými systémy. Na obr. 76h je příklad zapojení obvodu ve spolupráci s hradly TTL. Maximální výstupní zatěžovací činitel pro signál log. 0 je

$$N_0 = \frac{I_{OL} - \frac{U_{S2}}{R_H}}{I_{IL}}$$

kde I_{OL} je maximální výstupní proud obvodu A301D při log. 0 a

I_{IL} vstupní proud hradel TTL při log. 0. V závislosti na počtu připojených hradel je třeba také volit odpor R_H . Odpor se volí tak, aby vzhledem k vstupním proudům hradel a výstupním zbytkovým proudům A301D byl signál log. 1 nejméně $+2,4 \text{ V}$

$$R_H \leq \frac{U_{S2} - U_{IH}}{I_{OH} + NI_{IH}}$$

Tzv. nejhorší podmínky jsou: $U_{S2} = 4,75$ V, $U_{IH} = 2,4$ V, $I_{OH} = 20$ μ A, $I_{IH} = 40$ μ A.

Podobně lze připojovat k A301D i logické obvody DTL, RTL, LSL a CMOS.

Výhodná je při aplikacích kompatibilita A301D a germaniových tranzistorů p-n-p (obr. 76i). Tranzistor totiž vede jen tehdy, vede-li také výstupní tranzistor integrovaného obvodu.

U obvodů MOS je třeba zajistit negativní logiku

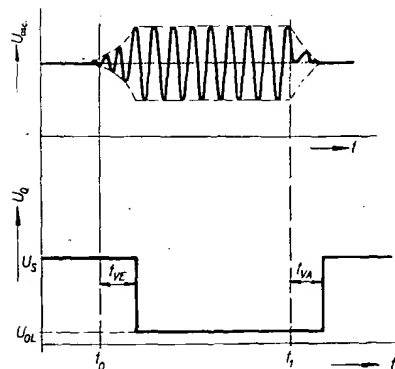
$$-U_{IL} \geq 10$$
 V, $-U_{IH} \leq 1$ V;

vhodné zapojení je na obr. 76j. Odpor R se navrhuje tak, aby výstupní proud I_{OH} obvodu A301D byl příčinou pouze napětí $-U_{IH} \leq 1$ V

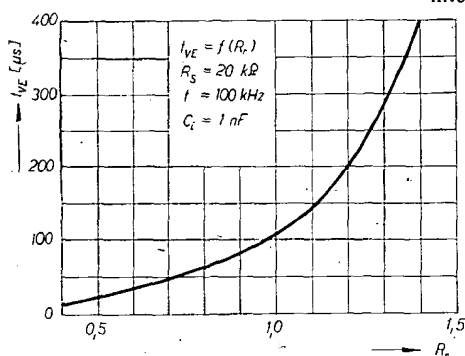
$$R \leq \frac{U_{IH}}{I_{OH}}$$

Pro $U_{IH} \leq 1$ V a $I_{OH} = 20$ μ A je $R \leq 50$ k Ω .

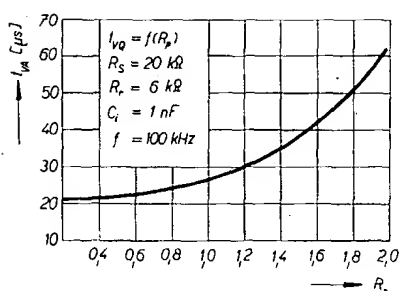
Integrovaný obvod A301D je vlastně oscilátor s „výkonovým“ zesilovačem. Jeho vlastnosti jako zdroje budícího signálu se určují vně připojenými součástkami. Základní zapojení na obr. 76k umožňuje definovat všechny potřebné vnější prvky: L, C – součásti paralelního kmitavého obvodu,



Obr. 77. Průběhy napětí na kmitavém obvodu a na výstupu O



Obr. 78. Závislost t_{VE} na odporu R , ($= 6$ k Ω)

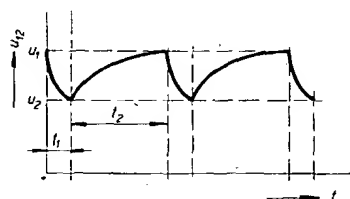


Obr. 79. Závislost t_{VA} na odporu $R_p (= R_s)$

R'_p – ztrátový odpor kmitavého obvodu, R_p – náhradní odpor jako zátěž kmitavého obvodu, R_r – vazební odpor k odtlumení kmitavého obvodu, C_i – integrační kondenzátor, R_z – zatěžovací odpor na výstupech 6, popř. 10, R_e – rezonanční odpor kmitavého obvodu L, C, R'_p .

Časové průběhy napětí na kmitavém obvodu a na výstupu Q jsou na obr. 77; t_0 – okamžik připojení R_r spínačem, t_1 – okamžik připojení R_p spínačem.

Na obr. 79 a 80 jsou typické závislosti $t_{VE} = f(R_r)$ a $t_{VA} = f(R_p)$. Z charakteristik je zřejmé, že i radikální zmenšení R_r nebo R_p pod určitou mez nepřináší podstatné zkrácení doby reakce obvodu.



Obr. 80. Průběh napětí U_{12} na integračním kondenzátoru

Maximální spínací kmitočet určuje vztah

$$f_{\max} = \frac{1}{t_{VA} + t_{VE}}$$

kratší doby reakce lze dosáhnout při vyšším kmitočtu oscilátoru. V běžných případech se volí R_r v mezích asi 0,45 až 0,3 R_s a nemá být větší než 2,7 k Ω , neboť jinak se náhodně posouvá pracovní bod oscilátoru.

Kmitá-li oscilátor obvodu A301D, je na integračním kondenzátoru C_i napětí odpovídající obr. 80. V době t_1 vede T_S a v době t_2 je uzavřen.

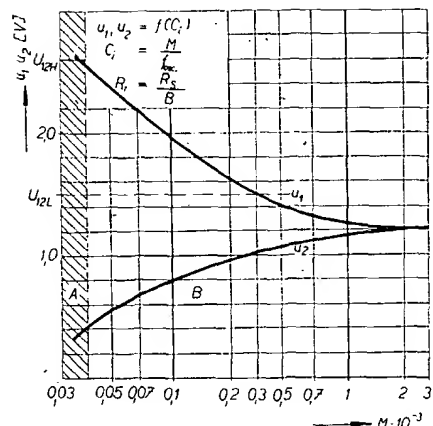
Z experimentálně určené závislosti $U_1, U_2 = f(C_i)$ (obr. 81) lze odvodit vztah pro určení kapacity kondenzátoru C_i

$$C_i = \frac{M}{f_{osc}}$$

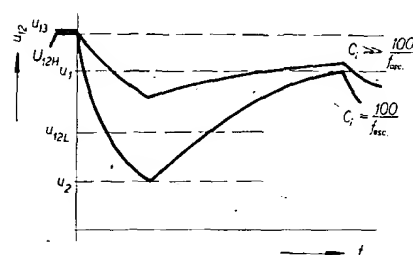
pro běžné pracovní podmínky se M volí v rozsahu 10^4 :

$$C_i [\text{nF}] \approx \frac{100}{f_{osc} [\text{kHz}]}$$

Zvolí-li se kapacita kondenzátoru C_i blízko dolní hranice, je na obr. 82 průběh napětí po prvním sepnutí tranzistoru T_S .



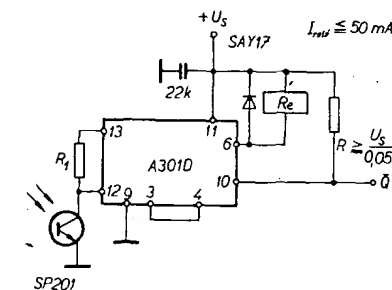
Obr. 81. Závislost napětí U_1 a U_2 podle obr. 80 na $M = C_i f_{osc}$



Obr. 82. $U_1 = f(t)$ po prvním sepnutí tranzistoru T_S IO

Příklady zapojení

Na obr. 83 je zapojení obvodu jako jednoduchého světelného spínače. Vnitřní odpory



Obr. 83. Jednoduchý světelný spínač s malou citlivostí

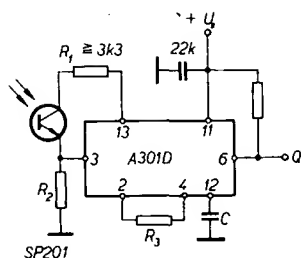
IO R_9 a R_{10} (RFE č. 12/1977) určují pracovní bod fototranzistoru SP201. Proudění fototranzistoru, při nichž se změnil výstupní napětí obvodu, lze odvodit ze vztahů

$$I_{FH} = \frac{U_{13} - U_{12H}}{10 \text{ k}\Omega \parallel R}$$

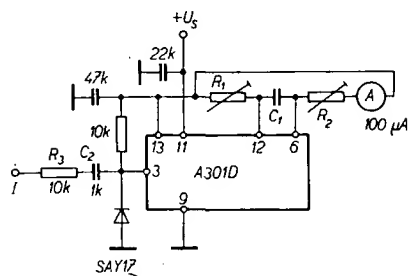
$$I_{FL} = \frac{U_{13} - U_{12L}}{10 \text{ k}\Omega \parallel R}$$

pro $U_{13} = 2,9$ V, $U_{12H} = 2,7$ V, $U_{12L} = 1,6$ V a při nekonečně velkém R je první z proudů asi 20 μ A, druhý asi 130 μ A. Je-li $I_F > I_{FL}$, bude na Q úroveň 0, na Q úroveň 1, bude-li $I_F < I_{FH}$ bude Q = 1, Q = 0.

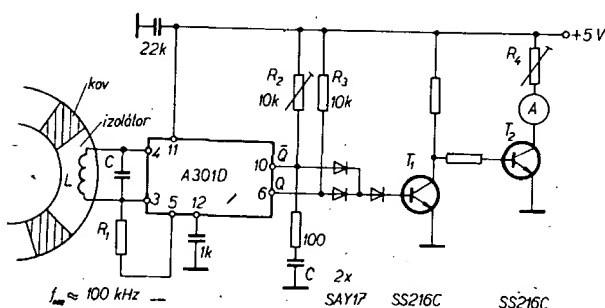
Na obr. 83 jsou možnosti zapojení výstupního obvodu. Nahradi-li se fototranzistor termistorem, lze získat teplotní spínač s velkou hystezí.



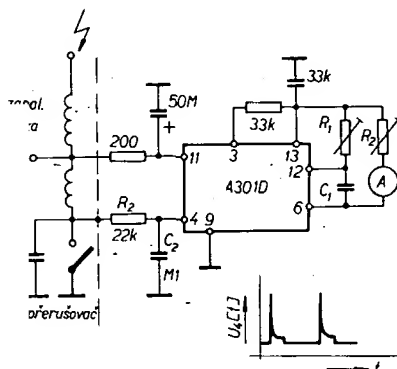
Obr. 84. Citlivý světelný spínač



Obr. 85. Přímoukazující měřič kmitočtu



Obr. 86. Zapojení bezkontaktního měřiče rychlosti otáčení



Obr. 88. Generátor impulsů

Čitlivější světelný spínač je na obr. 84. Jestliže je závislá na zesílení vstupního signálu IO (T_3), může být až 5 μ A. Na obr. 85 je A301D zapojen jako součást monostabilního multivibrátoru. Obvod se řídí sestupnou hranou vstupního signálu úhodu R_3 , C_2 . Časová konstanta tohoto RC je asi 10 μ s, aby byl získán t_s o něco delší, než je doba reakce

klopného obvodu, při tom vede tranzistor T_8 . Je-li známa horní mez měřeného kmitočtu a je-li k dispozici měřidlo s určitým proudem pro úplnou výchylku ručky, lze vypočítat hodnoty jednotlivých součástek ze vztahů

$$C_1 [\mu F] = \frac{18 \text{ až } 20}{f_{\max} [\text{Hz}]}$$

$$R_1 = 100 \text{ až } 200 \text{ k}\Omega,$$

$$R_2 [\text{k}\Omega] = \frac{0,5 U_{13} [\text{V}]}{I [\text{mA}]}$$

$$R_2 \approx 3,3 \text{ k}\Omega.$$

Napájecí napětí se může pohybovat v mezích 4,75 až 27 V, chyba linearity je menší než 3 %.

Na obr. 86 je zapojení A301D jako otáčkoměru s indukčním snímačem. Na otáčející se díl (rotor motoru apod.), jehož rychlost otáčení chceme měřit, se upevní několik pokovených nebo kovových segmentů. Snímací cívka se přitom umístí tak, aby vždy, mine-li některý ze segmentů, vysadil oscila-

Otáčkoměr pro benzinové motory je na obr. 87. Obvod je spouštěn vstupním signálem přes integrační člen R_2, C_2 ($R_2 = 500 \Omega$). Vstupní signál se mezi R_2 až R_6 vydělí natolik, aby tranzistor T_8 byl spínán pouze špičkami napětí z přerušovače, které jsou asi 200 až 300 V.

Odpory R_1 , R_2 a kondenzátor C_1 lze vypočítat ze vztahů uvedených pro předchozí příklad zapojení (za v dosadíme maximální kmitočet zapalování).

V původním prameni jsou i další příklady zapojení tohoto zajímavého a všestranně použitelného integrovaného obvodu (obr. 88).

Radio, Fernsehen, Elektronik č. 14/1977

Detektor maximální hodnoty z několika analogových veličin

Běžným obvodovým požadavkem je identifikace maximální úrovně jedné ze souboru několika analogových veličin (1 až n). Přitom často není nutné znát její absolutní hodnotu. Úkol se obvykle řeší pomocí převodníku A/D, vzorkovacích multiplexů a vyhodnocovací logiky (či mikropočítače), což je zbytečně složité. Úloha poměrného vyhodnocení může být řešena mnohem jednodušeji.

Příklad vtipného přístupu je patrný na obr. 89. Vzorkovaná napětí jsou zaváděna na neinverzní vstupy diferenčních napěťových komparátorů (711). Předpokládáme, že tato napětí mají určitou kladnou úroveň. Bude-li na referenčních (invertujících) vstupech nulové napětí, budou výstupy všech komparátorů ve stavu log. 1, protože napájecí napětí je 5 V. Ve skutečnosti je na invertujících vstupech přiloženo napětí pilovitého průběhu s monotónním nárůstem v rozsahu 0 až +5 V. Každý komparátor přechází do stavu log. 0, překročí-li referenční „pila“ úroveň vzorkovaného napětí na jeho vstupu ($U_i < U_r$). Měřená napětí musí být proto v rozsahu 0 až +5 V. Výstupy všech komparátorů jsou propojeny se vstupy D šestinásobného klopného obvodu 74174. Vzhledem k tomuto obvodu je ve schématu znázorněno uspořádání detektoru pro šest vstupních signálů (U_a až U_f); počet vstupních signálů může být samozřejmě zvětšením počtu použitých IO rozšířen.

Při popisu funkce vyhodnocovací logiky uvažujeme pro jednoduchost měření pouze tři napětí a zavedme předpoklad $U_a < U_i < U_b$. Protože jsou vzorkovaná napětí různá, přecházejí datové vstupy 74174 na log. 0 v různých časech, viz obr. 90. V naznačeném případě má nejdelší interval log. 1 signál D_b , odpovídající napětí U_b . Toto je využito k vyhodnocení maximálního napětí kombinací logikou s hradly NAND 7430. Vyjdeme-li ze stavu, kdy má referenční „pila“ úroveň 0 V, jsou logické úrovně v bodech a, b, f rovny log. 1, na ostatních vstupech hradel A, B až F jsou log. 0. Výstup hradla X je log. 0. Stejně tomu bude i tehdy, bude-li některé ze vzorkovaných napětí nulové. Každé z hradel A až N přísluší vzorkované napětí U_a až U_n . Např. hradlo A realizuje funkci $F_a = a \bar{b} \bar{c} \dots \bar{n}$.

Jakmile se začne referenční „pila“ zvětšovat, překlopí se nejprve (podle obr. 90) komparátor A, výstup hradla A je nadále na úrovni log. 1 a zůstává v této poloze (vlivem signálu $a = \text{log. 0}$) blokovan po zbytek vzorkovacího intervalu. V čase t_1 se překlopí hradlo F a jeho výstup setrvává na log. 1. Rozhodující pro vyhodnocovací logiku je překlopení předposledního z komparátorů. K tomu dojde podle obr. 90 právě v čase t_1 . V tomto okamžiku budou na výstupech hradel A, F úrovně log. 1, okamžitý výstup

tor A301D. Na výstupech obvodu (vývody 6 a 10) jsou pak impulsy, jejichž počet N je proporcionální rychlosti otáčení předmětu (dílu):

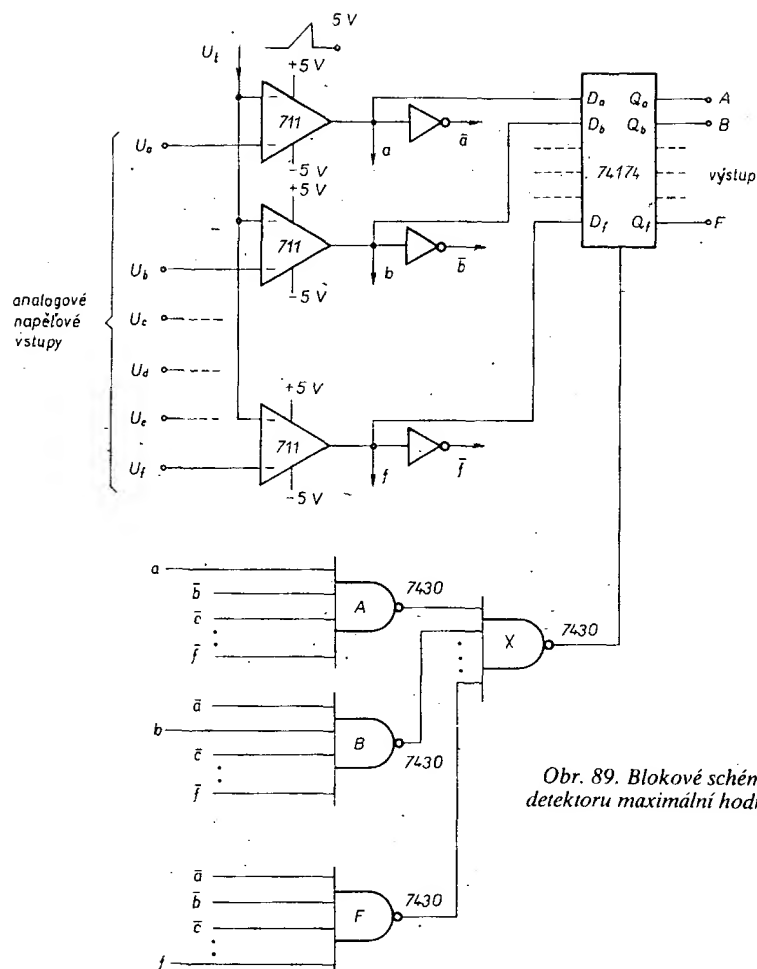
$$N = nv,$$

kde n je počet segmentů. I v tomto případě je nutné získat vstupní impulsy konstantní délky. Nekmitá-li oscilátor, je na Q úroveň 1 a na Q nula. Rozkmitá-li se oscilátor, bude na Q okamžitě 0 a na Q bude původní úroveň (0) tak dlouho, dokud se nenabije kondenzátor C přes odpor R_2 .

Pro dané n (počet segmentů), I (proud pro úplnou výchylku ručky ampérmetru) a požadovanou maximální rychlost otáčení v lze určit

$$C [\mu F] = \frac{1000}{v_{\max} [\text{Hz}] n R_2 [\text{k}\Omega]}$$

$$R_4 [\text{k}\Omega] = \frac{5 \text{ V}}{2I [\text{mA}]}$$



Obr. 89. Blokové schéma detektoru maximální hodnoty

hradla B = $\bar{a}b \dots \bar{f} = 1.1 \dots 1 = \log. 1$ způsobí přechod výstupu hradla X na log. 1 a tím i přenos logických úrovní na datových vstupech 74174 na výstupy Q. S ohledem na reakční čas logiky je v okamžiku přenosu na datových vstupech pouze jeden signál úrovně log. 1 – opět vzhledem k obr. je to signál b. Na výstupním portu proto log. 1 na výstupu B indikuje, že největší amplitudu ze vzorkovaného souboru analogových napětí má napětí U_b . Od tohoto okamžiku může být např. vhodnou logikou skokově vrácena „pila“ do nulové, počáteční hodnoty a může začít další vzorkovací cyklus.

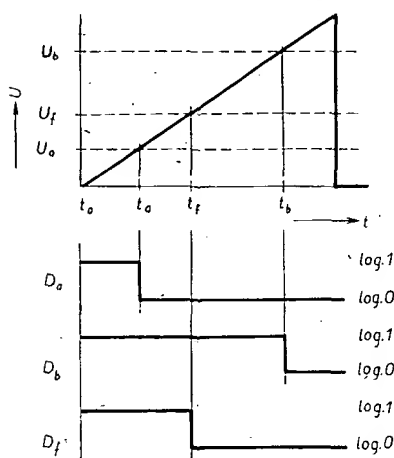
Původní měřicí rozsah 0 až +5 V může být rozšířen napětovými děliči na vstupech komparátorů nebo zvětšením amplitudy refe-

renční „pily“. Potom musí být upraveno také napájecí napětí OZ a navázání logiky (výstupy komparátorů přesáhnou úroveň 5 V).

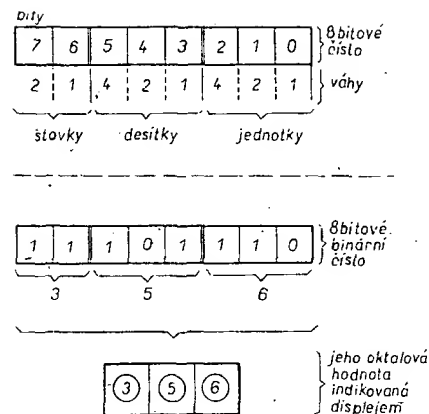
Lumia, R.: Maximum voltage detector needs no a-d – conversion. Electronics International srpen 77.

Třímístný oktalový displej

Autorem zapojení na obr. 91 je Švýcar N. Bosco. Slouží k indikaci oktalové hodnoty binárního čísla numerickým třímístným sedmisegmentovým displejem, pracujícím ve strobovaném režimu. Zapojení je vhodné např. pro osmibitové mikroprocesorové soubory.



Obr. 2. Napětově-časový diagram



Obr. 92. K vyjádření oktalové hodnoty binárního čísla

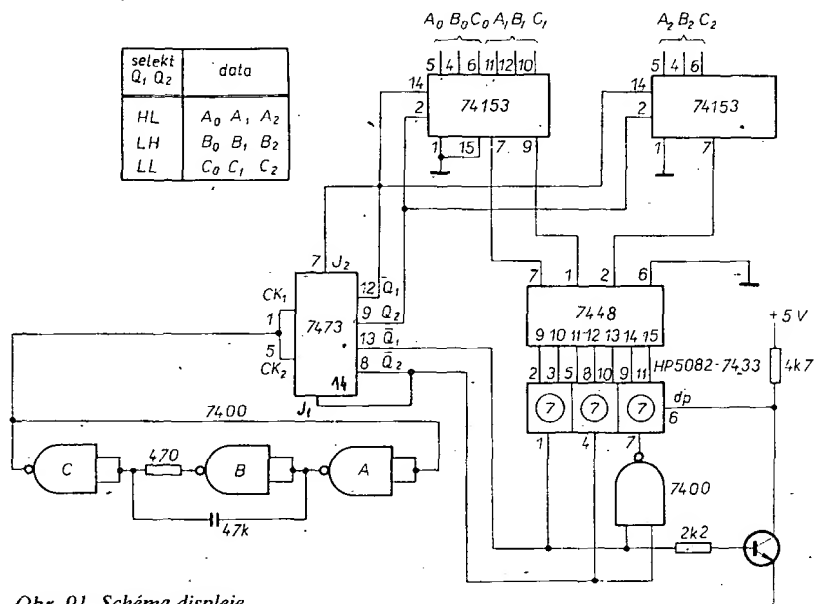
Pozn.: Běžně se dosud v podobných případech indikuje stav sítí diod LED. Pro 8bitové binární číslo je přitom zapotřebí 8 diod. Nejvyššímu číslu 11111111 s dekadickou hodnotou 255 pak odpovídá oktalová hodnota 377. Pro její určení se binární číslo rozdělí na skupiny po třech bitech, počínaje významově nejnižším, A_0 . Jednotlivé skupiny se vyhodnocují samostatně, váhy příslušných bitů jsou vždy 1, 2, 4, počínaje opět významově nejnižším bitem. Na obr. 92 je zřejmé vyhodnocení náhodně zvoleného čísla 11|101|110, jehož oktalový kód je 356. Čtení se výrazně zjednoduší pomocí číslicového displeje. Pro 8bitové číslo pak lze číst přímo oktalové hodnoty z displeje se třemi číslicovkami. Co do počtu potřebných znaků je ještě výhodnější kód hexadecimální. Stejně číslo by potom mělo hodnotu EE, indikovanou dvěma alfanumerickými znaky. Hexadecimální displeje se v současné době používají stále častěji.

Dekodér oktalového displeje na obr. 91 je tvořen dvojicí multiplexerů 74153, řízených čítačem J-K modulo 3, který je tvořen obvodem 7473. Touto jednoduchou formou je řízen výběr dat (trojice bitů), určujících jednotlivé řády oktalového čísla.

Postupně multiplexované trojice bitů, odpovídající jednotlivým digitům, jsou vedeny v nezměněné formě na sedmisegmentový dekodér 7448. Strobování digitů je synchronně s multiplexy řízeno generátorem, tvořeným hradly A, B, C. Kmitočet generátoru je volen tak, aby nebylo patrné blikání číslic ($T_s < 10$ ms).

V naznačeném zapojení může být displej využit pro devítibitové číslo, maximální oktalová hodnota, která může být displejem znázorněna, je proto 111|111|111 = 777.

Kyrš



Obr. 91. Schéma displeje